ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

THE ART OF ELECTRONICS

Second Edition

Paul Horowits *Harward University*
Winfield Hill *Rowland Institute for Science, Cambridge, Massachusetts*

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
New York Port Chester Melbourne Sydney

П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В трех томах

3

Издание 4-е, переработанное
и дополненное

Перевод с английского
И. И. Короткевич, М. Н. Микшиса,
О. А. Соболевой, К. Г. Финогенова, М. П. Шарапова

Москва «Мир» 1993

ББК 32.85
Х80
УДК 681.3-621.375

Хоровиц П., Хилл У.

Х80 Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 3. Пер. с англ.– 4-е изд. перераб. и доп.– М.: Мир, 1993.– 367 с., ил.
ISBN 5-03-002954-0

Широко известная читателю по предыдущим изданиям монография известных американских специалистов посвящена быстро развивающимся областям электроники. В ней приведены наиболее интересные технические решения, а также анализируются ошибки разработчиков аппаратуры: внимание читателя сосредочивается на тонких аспектах проектирования и применения электронных схем.

На русском языке издается в трех томах. Том 3 содержит сведения о микропроцессорах, радиотехнических схемах, методах измерения и обработки сигналов, принципах конструирования аппаратуры и проектирования маломощных устройств, а также обширные приложения.

Для специалистов в области электроники, автоматики, вычислительной техники, а также студентов соответствующих специальностей вузов и техникумов.

Х $\frac{2304030000\text{-}107}{041(01)\text{-}93}$ КБ 46-92-039 **ББК 32.85**

Редакция литературы по информатике

ISBN 5-03-002954-0 (русск.)
ISBN 5-03-002336-4
ISBN 0-521-37095-7 (англ.)

ГЛАВА 11

МИКРОПРОЦЕССОРЫ

МикроЭВМ, обсуждавшиеся в предыдущей главе, представляют собой автономные вычислительные системы, скомпонованные вокруг микропроцессора и включающие обычно массовую память (диски), графические дисплеи, принтеры и, возможно, какое-то сетевое оборудование. Эти машины комплектуются терминалом, памятью и портами ввода-вывода, а также дополнительными вставными платами, расширяющими их возможности. МикроЭВМ прекрасно подходят для обработки текстов, выполнения вычислительной работы, построения систем автоматизированного проектирования (САПР) и даже автоматизированных систем управления производством (АСУП). В сочетании с коммерчески доступными аппаратными средствами микроЭВМ могут выступать в качестве программаторов логических устройств, логических анализаторов и интерфейсных процессоров в самых различных инженерных применениях.

Встроив в разарабатываемый вами прибор или систему микропроцессор вместе с некоторыми дополнительными схемами, вы получите устройство, обладающее мощностью микроЭВМ. В такого рода «жестких» приложениях процессор выполняет фиксированную программу, зашитую в ПЗУ, при этом отпадает необходимость в массовой памяти (диски, лента), терминалах и т. д. Внешне прибор может иметь самый обычный вид, хотя его повышенную интеллектуальность часто выдает наличие специализированной клавиатуры. Приборы с микропроцессорным управлением, как правило, имеют лучшие характеристики при меньшей стоимости и более простом устройстве в сравнении с эквивалентными системами, выполненными на дискретных логических микросхемах. Более того, модификация или совершенствование прибора часто требует лишь написания новой программы. Очевидно, что компетентный разработчик не может игнорировать отмеченные обстоятельства. Если вам требуются еще какие-то стимулы, можно отметить, что возня с микропроцессором – сущее удовольствие; встроив его в свой прибор, вы испытаете восхитительное чувство собственного могущества.

При разработке приборов с микропроцессорным управлением приходится уделять заметно больше внимания вопросам конструирования и программирования, чем при разработке микроЭВМ. В частности, следует выбрать тип памяти (статическое или динамическое ОЗУ, программируемое ПЗУ, электрически стираемое программируемое ПЗУ) и определить ее расположение в доступном «пространстве памяти»; определить форму ввода-вывода (включая выбор аппаратной реализации: обычные функциональные микросхемы среднего уровня интеграции или заказная БИС «периферийной поддержки»); написать и отладить встраиваемое программное обеспечение исходя из условий работы программно-управляемого прибора. Как правило, разработчики систем с микропроцессорным управлением должны свободно владеть как аппаратными средствами, так и программированием на языке ассемблера.

Большая часть концепций программирования и интерфейса с магистралью, обсуждавшихся в предыдущей главе применительно к микроЭВМ, непосредственно приложима к схемам микропроцессорного управления, и в дальнейшем мы предполагаем, что читатель знаком с содержанием гл. 10. Настоящую главу мы

начнем с детального рассмотрения небольшого микропроцессора с элегантной системой команд, а именно МП Motorola 68008, который в сущности представляет собой 32-разрядный процессор (68000) с 8-разрядной внешней шиной данных. Описав его архитектуру и систему команд, мы рассмотрим затем полный пример разработки – аналоговый «усреднитель сигналов», укомплектованный графическим дисплеем, цифровыми последовательными и параллельными портами и другими полезными деталями. Естественно, никакая микропроцессорная система не может считаться завершенной без программного обеспечения, которое мы также рассмотрим применительно к нашему примеру. По ходу дела нам придется столкнуться с большими интегральными микросхемами – периферийными и памяти, и мы выскажем о них некоторые полезные замечания. Далее в главе будет уделено внимание синхронизации, шинам данных, а также другим популярным процессорам, включая микросхемы «микроконтроллеров» с высокой степенью интеграции. Наконец, мы отступим на шаг, чтобы обозреть весь процесс конструирования микропроцессорного устройства и коснемся систем разработки, макетных плат и эмуляторов.

ВНИМАТЕЛЬНЫЙ ВЗГЛЯД НА МП 68008

Обилие микропроцессоров различных типов может поставить в тупик разработчика. Печальным правилом мира микропроцессоров является несовместимость различных микропроцессорных комплексов как в аппаратной реализации (сигнальные линии, интерфейсные протоколы и т. д.), так и в наборах команд. Вместо того чтобы пытаться подобрать наилучший микропроцессор для каждого применения, лучше остановиться на каком-то достаточно зарекомендовавшем себя микропроцессоре, создать для него систему разработки и накапливать с ее помощью опыт и знания. Это разумно еще и потому, что усилия и средства, затраченные на разработку программного обеспечения для микропроцессорной системы, часто превышают затраты на аппаратную разработку.

В этой главе мы рассмотрим МП Motorola 68008, являющийся младшим представителем элегантного и популярного семейства микропроцессоров 68000, находящих применение в таких микроЭВМ, как Macintosh, NeXT, Sun и Apollo. Этот микропроцессор практически идентичен МП 68000 (16-разрядная шина данных, 24-разрядная адресная шина), но упакован в 48-контактный DIP-корпус с 8-разрядной шиной данных и 20-разрядный адресной шиной. Микропроцессор выполняет те же программы, что и МП 68000; более узкая шина данных абсолютно прозрачна для использования.

11.01. Регистры, память и ввод-вывод

Регистры. На рис. 11.1 показаны внутренние регистры МП 68000 (мы будем использовать обозначение «68000» при описании черт, общих для МП 68000 и 68008). Процессор содержит 8 регистров данных и 7 адресных регистров, причем все они в полной мере являются регистрами об-

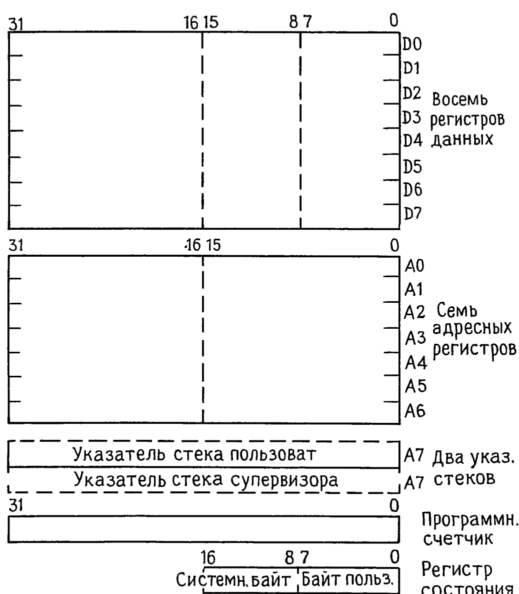


Рис. 11.1. Регистры МП 68000/8.

щего назначения; вспомним в связи с этим, что в МП 8086/8 регистр AX (AL) должен использоваться в операциях ввода-вывода, DX – для адресации к портам и т. д. Регистры данных могут содержать «байты» (8 бит), «слова» (16 бит) и «данные слова» (32 бит), причем тип данных в любой операции указывается непосредственно в обозначении команды на языке ассемблера (см. ниже). Все вычисления и обработка байтов выполняются в регистрах данных.

Адресные регистры используются как указатели памяти или пространства ввода-вывода в 5 из 12 возможных для МП 68000 способов адресации; в адресных регистрах допустимо выполнение лишь нескольких арифметических операций (сложение, вычитание, сравнение, пересылка). Сегменты, как и сегментные регистры, отсутствуют; в микропроцессорах семейства 68000 всегда возможен доступ ко всему адресному пространству (1 или 4 Мбайт для МП 68008 в DIP- или четырехстороннем корпусе, 16 Мбайт для 68000, 4 Гбайт для 68020/30).

В микропроцессоре также имеются: указатель стека (фактически их два, но в каждый данный момент активен только один), программный счетчик PC (именуемый в МП 8086/8 «указатель команд») и регистр состояния SP. Последний содержит флаги (нуля, переноса, переполнения и др.), а также маску прерываний и биты режима.

Память и ввод-вывод. В отличие от МП 8086/8 в процессорах 68000 не предусмотрены отдельные сигналы магистрали ввода-вывода и в их системе команд отсутствуют команды ввода-вывода типа IN и OUT. Ввод-вывод осуществляется так же, как и обращение к памяти, с использованием адресов полной длины и стробирующих сигналов. Для подключения порта ввода-вывода вам следует декодировать адресные линии и сделать так, чтобы регистры ваших портов выглядели, как несуществующая память. Такой метод называется *отображением ввода-вывода на пространство памяти*; он используется во многих микропроцессорах. (Впрочем, даже в случае самостоятельного протокола ввода-вывода МП 8086 всегда можно отобразить ввод-вывод на пространство памяти с помощью стробирующих сигналов MEMR′ и MEMW′.)

Преимущество отображения ввода-вывода на пространство памяти заключается в том, что для операций над регистрами портов можно использовать все команды, предназначенные для работы с памятью. Специальные команды IN/OUT МП 8086/8 заменяет команда MOVE; кроме этого, непосредственно над содержимым портов можно выполнять операции арифметические (сложения, вычитания, циклического сдвига, сравнения, проверки), логические (И, ИЛИ), а также над битами (установка бит, проверка бит). Единственный недостаток отображения ввода-вывода на пространство памяти заключается в необходимости декодировать много адресных линий; практически здесь не возникает трудностей, поскольку при большом адресном пространстве и малом числе портов ввода-вывода нет необходимости декодировать полный адрес (примеры см. ниже).

11.02. Система команд и способы адресации

В табл. 11.1 приведен полный набор команд МП 68000. Чтобы образовать правильный оператор (команду) языка ассемблера, следует указать операнды (с помощью одного из 12 режимов адресации) и тип данных (байтов, слово или длинное слово). На языке ассемблера фирмы Motorola оператор выглядит следующим образом:

ОПЕРАЦИЯ.размер источник, приемник

Здесь ОПЕРАЦИЯ берется из табл. 11.1, размер есть B, W или L (байт, слово или длинное слово соответственно), а источник и приемник могут представлять регистры, непосредственные константы или ячейки памяти. Ниже приведено несколько примеров с указанием способов адресации.

MOVE.W #$FFFF,D0	(непосредственная, регистровая)

Таблица 11.1. Набор команд МП 68000/8

Операция	Описание
Арифметические	
ABCD	Сложение упакованных двоично-десятичных чисел
ADD	Сложение
ASL	Арифметический сдвиг влево
ASR	Арифметический сдвиг вправо
CLR	Очистка операнда
DIVS	Деление (знаковое)
DIVU	Деление (беззнаковое)
EXT	Расширение знака
LSL	Логический сдвиг влево
LSR	Логический сдвиг вправо
MOVE	Пересылка
MULS	Умножение (знаковое)
MULU	Умножение (беззнаковое)
NBCD	Отрицание упакованного двоично-десятичного числа
NEG	Отрицание
SBCD	Вычитание упакованного двоично-десятичного числа
SUB	Вычитание
Логические	
AND	Логическое И
BCHG	Проверка и изменение бита
BCLR	Проверка и очистка бита
BSET	Проверка и установка бита
BTST	Проверка бита
CHK	Проверка регистра на границы
CMP	Сравнение
EOR	Исключающее ИЛИ
EXG	Обмен регистров
NOT	Побитовое дополнение
OR	Логическое ИЛИ
RESET	Возбуждение линии RESET
ROL	Циклический сдвиг влево без расширения
ROR	Циклический сдвиг вправо без расширения
ROXL	Циклический сдвиг влево с расширением
ROXR	Циклический сдвиг вправо с расширением
S*cc* [1]	Установить байт по условию
SWAP	Обмен половин регистра
TAS	Проверка и установка операнда
TST	Проверка операнда и установка флагов
Управления	
B*cc* [1]	Условный переход
BRA	Безусловный переход (относительный)
BSR	Переход на подпрограмму (относительный)
DB*cc* [1]	Проверка, декремент и переход
JMP	Безусловный переход (7 режимов)
JSR	Переход на подпрограмму (7 режимов)
LEA	Загрузка эффективного адреса
LINK	Подсоединение стека
NOP	Холостая команда
PEA	Загрузка в стек эффективного адреса
RTE	Возврат из исключения
RTR	Возврат, восстановление кодов условий
RTS	Возврат из подпрограммы
STOP	Останов
TRAP	Ловушка (векторизованное исключение)
TRAPV	Ловушка по переполнению
UNLK	Отсоединение стека
Коды условий ("cc")	
CC	Перенос сброшен
CS	Перенос установлен
EQ	Равенство нулю
F	Никогда не истина [2]
GE	Больше или равно нулю
GT	Больше нуля
HI	Выше
LE	Меньше или равно нулю
LS	Ниже или равно
LT	Меньше нуля
MI	Минус
NE	Не равно нулю
PL	Плюс
T	Всегда истина [2]
VC	Переполнение сброшено
VS	Переполнение установлено

Продолжение табл. 11.1

[1] См. «Коды условий».
[2] Не используется в командах B*cc*; вместо «BT» используйте BRA.

MOVE.B (A0), (A1)	(косвенная, косвенная
ADD.L D5, (A2)+	(прямая, косвенная с постинкрементом)
BTST.B #2,$C0000	(непосредственная, абсолютная длинная)

В первом примере устанавливаются в 1 все 16 бит регистра D0 (символ «$» обозначает «шестнадцатеричное», а «#» указывает на «непосредственную» константу); вторая команда копирует байт из ячейки памяти, адрес которой находится в A0, в ячейку памяти, адрес которой находится в A1; третья прибавляет 32-разрядное знаковое целое к 4-байтовому («длинному») целому, которое начинается в памяти с байта, адресуемого через A2, после чего содержимое A2 увеличивается на 4; последняя команда проверяет бит 2 в ячейке памяти C0000H, устанавливая соответствующим образом флаг нуля Z (для последующей команды условного перехода). Заметьте, что операнды сле-

дуют в порядке – источник, приемник, что противоположно нотации МП 8086.

МП 68000 позволяет использовать почти все режимы адресации и размеры операндов с любой командой («Справочное пособие программиста МП 68000» исчерпывающе описывает все допустимые сочетания; наиболее полезная информация собрана в табл. 11.2). В результате написание изящных и эффективных программ на языке ассемблера оказывается относительно простой задачей. Например, работая с МП 8086 и желая проанализировать состояние флага порта ввода-вывода, вы должны будете сохранить и восстановить содержимое регистра AL и в сумме использовать 5 команд (PUSH, IN, TEST, POP, Jcc). МП 68000 позволяет выполнить ту же операцию с помощью всего двух команд: BTST и Bcc; никакие регистры не нужны, потому что бит памяти (и, следовательно, регистры порта) можно проанализировать непосредственно. Более того, «автоинкрементный» режим адресации вроде «(A2)+» дает возможность работать с массивами. Хотя мы еще не описали все режимы адресации и команды, вы вполне сможете выполнить следующее упражнение.

Упражнение 11.1. Скопировать массив длиной $100 байт из таблицы, начинающейся в ячейке $A0000 в таблицу, начинающуюся в ячейке $A8000. При решении этой задачи будет полезна команд WGT метка (переход если больше нуля).

Режимы адресации. В приведенных выше примерах команд операции выполнялись над константами, содержимым регистров и содержимым ячеек памяти (или портов). Архитектура МП 68000 предусматривает богатый набор «режимов адресации» для определения этих операндов. В табл. 11.3 перечислены 12 режимов адресации, которые рассматриваются фирмой Motorola как 14. Вот что они значат:

Регистровая прямая адресация
Синтаксис: Dn (или An)
Пример: MOVE.W D0,D1
Операндом является содержимое указанного регистра

Непосредственная адресация
Синтаксис: #xxxx
Пример: MOVE.B #$FF,D0
Операндом является указанная константа

Абсолютная адресация к памяти
Синтаксис: xxxx.W или xxxx.L
Пример: ADD.W D0,$B000.W
Адрес операнда указан как непосредственная константа

Косвенная адресация
Синтаксис: (An)
Пример: SUB.W D0, (A0)
Указанный регистр содержит адрес операнда

Косвенная постинкрементная адресация
Синтаксис: (An)+
Пример: MOVE.B (A0)+, (A1)+
Аналогична косвенной, но после выполнения операции An инкрементируется на величину размера

Косвенная предекрементная адресация
Синтаксис: – 1An)
Пример: MOVE.W D0,–(A7)
An сначала декрементируется на величину размера, затем выполняется косвенная адресация

Косвенная адресация со смещением
Синтаксис: d_{16}(An)
Пример: MOVE.L (A0),100(A0)
Адрес операнда определяется как (An) плюс 16-разрядное знаковое смещение d_{16}

Косвенная индексная адресация со смещением
Синтаксис: d_8(An,Xn.W [или .L]) (Xn может быть либо Dn, либо An)
Пример: MOVE.L 100(A0),100(A0,D7)
Адрес операнда определяется как (An) плюс (Xn) плюс 8-разрядное знаковое смещение d_8

PC – относительная адресация со смещением
Синтаксис: d_{16}(PC)
Пример: LEA 100(PC),A3
Адрес операнда отличается от адреса этой команды на величину 16-разрядного знакового смещения

PC – относительная адресация с индексом и смещением
Синтаксис: d_8(PC,Xn.W или .L)
Пример: MOVE.W 100(PC,D0.W),D1
Адрес операнда отличается от адреса этой команды на величину суммы 8-раз-

Таблица 11.2. Разрешенные режимы адресации[а)]

Операция	Размер			Источник, счетчик или бит							Приемник					
	B	W	L	Dn	An[б)]	( )[в)]	Абс.	PC отн.	Непоср.	SR	Dn	An[б)]	( )	Абс.	PC отн.	SR
ADD	•	•	•	•	-	-	-	-	•	-	•	•	•	•	-	-
"	•	•	•	•	•	•	•	•	•	-	•	•	-	-	-	-
ADDQ	•	•	•	-	-	-	-	-	3	-	•	•	•	•	-	-
AND	•	•	•	•	-	-	-	-	•	-	•	-	•	•	-	-
"	•	•	•	•	-	•	•	•	•	-	•	-	-	-	-	-
"	-	•	-	-	-	-	-	-	•	-	-	-	-	-	-	•
ASL, ASR	•	•	•	•	-	-	-	-	3	-	•	-	-	-	-	-
"	•	•	•	-	-	-	-	-	(г)	-	-	-	•	•	-	-
B*cc*, BSR	•	•	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BCHG, BCLR, BSET	•	-	-	•	-	-	-	-	8	-	-	-	•	•	-	-
	-	-	•	•	-	-	-	-	8	-	•	-	-	-	-	-
BTST	•	-	-	•	-	-	-	-	8	-	-	-	•	•	•	-
"	-	-	•	•	-	-	-	-	8	-	•	-	-	-	-	-
CLR	•	•	•	-	-	-	-	-	-	-	•	-	•	•	-	-
CMP	•	•	•	•	•	•	•	•	•	-	•	•	-	-	-	-
"	•	•	•	-	-	-	-	-	•	-	•	-	•	•	-	-
DB*cc*	-	•	-	-	-	-	-	-	-	-	•	-	-	-	-	-
DIVS, DIVU	-	•	-	•	-	•	•	•	•	-	•	-	-	-	-	-
EOR	•	•	•	•	-	-	-	-	•	-	•	-	•	•	-	-
"	-	•	-	-	-	-	-	-	•	-	-		-	-	-	•
EXT	-	•	•	-	-	-	-	-	-	-	•	-	-	-	-	-
LEA	-	-	•	-	-	(д)	•	•	-	-	-	•	-	-	-	-
LSL, LSR	*(* см. *ASL, ASR)*															
MOVE	•	•	•	•	•	•	•	•	•	-	•	•	•	•	-	-
"	-	•	-	•	-	•	•	•	•	-	-	-	-	-	-	•
"	-	•	-	-	-	-	-	-	-	•	•	-	•	•	-	-
MOVEM	-	•	•	•	•	-	-	-	-	-	-	-	(е)	•	-	-
"	-	•	•	-	-	(ж)	•	•	-	-	•	•	-	-	-	-
MOVEQ	-	-	•	-	-	-	-	-	-	8	•	-	-	-	-	-
MULS, MULU	-	•	-	•	-	•	•	•	•	-	•	-	-	-	-	-
NEG, NOT	•	•	•	-	-	-	-	-	-	-	•	-	•	•	-	-
OR	*(* см. *AND)*															
PEA	-	-	•	-	-	(д)	•	•	-	-	-	-	-	-	-	-
ROXL, ROXR	*(* см. *ASL, ASR)*															
S*cc*	•	-	-	-	-	-	-	-	-	-	•	-	•	•	-	-
SUB, SUBQ	*(* см. *ADD, ADDQ)*															
SWAP	-	•	-	-	-	-	-	-	-	-	•	-	-	-	-	-
TAS	•	-	-	-	-	-	-	-	-	-	•	-	•	•	-	-
TST	•	•	•	-	-	-	-	-	-	-	•	-	•	•	-	-

а) наиболее используемых команд; б) только для размера W или L; в) "( )" = все косвенные режимы с адресными регистрами: (An), (An)+, –(An), d_{16}(An), d_8(An, Xn); г) 1-бит сдвиг; д) кроме –(An) и (An)+; е) кроме (An)+; ж) кроме –(An).

Таблица 11.3. Режимы адресации МП 68000/8

Режим	Синтаксис	Образование адреса
Регистровая прямая		
Прямая через регистр данных	Dn	EA = Dn
Прямая через адресный регистр	An	EA = An
Абсолютная		
Абсолютная короткая	xxx.W	EA = (следующее слово)
Абсолютная длинная	xxx.L	EA = (следующие два слова)
PC-относительная		
PC-относительная со смещением	d.W (PC)	$EA = (PC) + d_{16}$
PC-относительная с индексом и смещением	d.B (PC, Xn.W) d.B (PC, Xn.L)	$EA = (PC) + (Xn) + d_8$
Регистровая косвенная		
Регистровая косвенная	(An)	EA = (An)
Регистровая косвенная с постинкрементом	(An)+	EA = (An); An ← An + N
Регистровая косвенная с предекрементом	−(An)	An ← An − N; Ea = (An)
Регистровая косвенная со смещением	d.W(An)	$EA = (An) + d_{16}$
Индексная регистровая косвенная со смещением	{ d.B (An,Xn.W) d.B (An,Bn.L) }	$EA = (An) + (Xn) + d_8$
Непосредственная		
Непосредственная	#xxxx	DATA = следующее слово (а)
Непосредственная быстрая	#x	Встроенные данные

Замечания:
EA = эффективный адрес; An = адресный регистр (A0–A6); Dn = регистр данных; Xn = регистр данных или адреса, используемый в качестве индексного; SR = регистр состояния; PC = = программный счетчик; ( ) = «содержимое (того, что в скобках)»; d_8 = 8-разрядное смещение («относительный адрес»); d_{16} = 16-разрядное смещение («относительный адрес»); N = 1 для байта (B), 2 для слова (W), 4 для длинного слова (l) (Если An – указатель стека, и размер операнда есть байт, N = 2, что позволяет позиционировать указатель стека на границу слова); ← = «заменяется на».

рядного знакового смещения и содержимого Xn.

Несколько пояснений: в первых двух режимах не адресуется память; адресуются *регистры* или *непосредственные константы* (т.е. константы, включенные в поток команд; они могут быть только источниками, но никогда не приемниками). Все остальные режимы служат для адресации памяти. Абсолютная адресация удобна для обращения к портам ввода-вывода или к отдельным ячейкам памяти. Косвенная (особенно с постинкрементом или предекрементом) хороша для работы с массивами или стеком; кроме того, если адрес уже находится в адресном регистре, такая адресация быстрее абсолютной, так как при выполнении команды адрес (абсолютный) не требуется извлекать из памяти. PC-относительные режимы адресации особенно удобны при написании «позиционно-независимых» программ, поскольку все адреса определяются относительно самих программных строк; заметьте, что 8- и 16-разрядные смещения представляют собой знаковые целочисленные дополнения до 2, позволяя описывать ячейки, отстоящие от точки отсчета на ±127 или ±32767 байт соответственно. Обратите еще внимание на то, что непосредственные или PC-относительные операнды нельзя модифицировать (они «неизменяемы»).

11.03. Представление команд на машинном языке

Как уже упоминалось выше, язык ассемблера, использованный нами в примерах, не является «объектным кодом», факти-

чески выполняемым микропроцессором. Скорее это мнемоническое представление, удобное для написания программ. Последовательность команд языка ассемблера, составляющая программу, должна быть преобразована в последовательность двоичных байт, выполняемых процессором. Как и в случае МП 8086, каждая команда языка ассемблера МП 68000 преобразуется (ассемблируется) в несколько байт машинного кода. Код операции (коп) всегда занимает 2 байт, но в тех случаях, когда требуется определить режимы адресации, к нему могут добавляться дополнительные слова (двухбайтовые). В зависимости от вида операции и режимов адресации команда может иметь длину от 2 до 10 байт. Например, команда

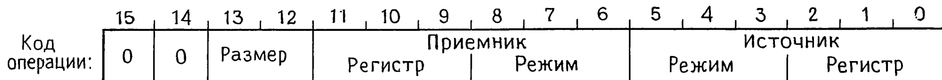
ADD.W (A1)+,D3

ассемблируется в код минимальной длины (2 байта), именно $(D6\ 59)_H$, причем и номера регистров, и режимы адресации указываются (вместе с кодом операции) в самой 2-байтовой команде. С другой стороны, команда

MOVE.W #$FFFF,$A0000

ассемблируется в 8-байтовый код, а именно $(33\ FC\ FF\ FF\ 00\ 0A\ 00\ 00)_H$, причем в первых двух байтах указываются операция и режимы адресации, в следующих двух байтах – непосредственная константа, а в последних четырех байтах – абсолютный адрес (длинный) приемника.

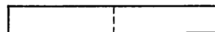
ЦП, естественно, по самой своей конструкции умеет интерпретировать этот результирующий машинный код. Рассмотрение структуры машинного кода конкретной команды может помочь вам в понимании логики работы ЦП. На рис. 11.2 развернута структура самой употребительной команды МП 68000 MOVE.

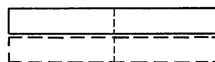


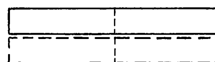
Размер: 01 байт
11 слово
10 длинное слово

Режим адресации	Допустимо в источн.	прием.	Код режим	регистр	Число дополн байт
Dn	✓	✓	000	n	0
An	✓	✓	001	n	0
(An)	✓	✓	010	n	0
(An)+	✓	✓	011	n	0
-(An)	✓	✓	100	n	0
(d_{16}, An)	✓	✓	101	n	2
(d_8, An, Xm)	✓	✓	110	n	2 (d_8 и m)
(xxx),W	✓	✓	111	000	2
(xxx),L	✓	✓	111	001	4
#⟨данные⟩	✓	нет	111	100	2 или 4
(d_{16}, PC)	✓	нет	111	010	2
(d_8, PC, Xn)	✓	нет	111	011	2 (d_8 и m)

Полная команда:


Код операции


Непосредств операнд, если есть (1 или 2 слова)


Расширение адреса источника, если есть (1 или 2 слова)

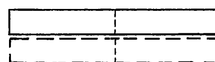

Расширение адреса приемника, если есть (1 или 2 слова)

Рис. 11.2. Структура команды MOVE.

Пройдемся по ней. Два лидирующих нуля идентифицируют (почти) команду, как операцию MOVE; следующие два бита определяют размер операндов, как это показано на рисунке. Любопытно отметить, что поскольку комбинация бит 00 не используется для описания размера, код 0000xxx...xx не входит число кодов команды MOVE (однако не думайте, что этот код пропадает – фирма Motorola использует его для других команд). Следующие 6 бит описывают режим адресации и регистр (если таковой используется) операнда-приемника, а последние 6 бит заключают ту же информацию об операнде-источнике; на рис. 11.2 показано, как кодируется эта информация. Заметьте, что последние 5 режимов адресации, не использующие регистр, разделяют между собой оставшийся номер режима (111) и различаются «фальшивыми» номерами регистра. Если режим адресации какого-либо из операндов требует дополнительной информации (непосредственные данные, абсолютные адреса, смещения), к коду команды добавляются дополнительные байты, как это показано на рис. 11.2

Любопытно заметить, что МП 68000 расходует $1/4 \times 3/4 = 19\%$ всех возможных кодов команд на команду MOVE, предоставляя все сочетания режимов адресации и для источника, и для приемника. Фирма Motorola не могла быть столь же расточительной для остальных 50 с лишком команд табл. 11.1, и возможности их адресации пришлось урезать. К примеру, если использовать фирменное обозначение ⟨ea⟩ для полного набора команд, то можно образовать команды

ADD ⟨ea⟩, Dn или ADD Dn, ⟨ea⟩

но не все варианты полного сочетания

ADD ⟨ea⟩, ⟨ea⟩

В реальной жизни вы всегда пользуетесь ассемблером (который работает на компьютере или микропроцессорной «системе разработки») для выполнения черной работы по конструированию этих команд. Однако, чтобы убедиться, что мы действительно поняли суть дела, попробуем свои силы в «ручном ассемблировании». Закодируем команду

MOVE.W #$3FFF,(A1)+

Код размера равен 11 (слово); код режима приемника равен 011, а регистра – 001; для приемника код режима равен 111, а «регистра» – 100. Таким образом, код команды составляет

00 11 001 011 111 100, или $32FC_H$

а полностью команда кодируется как

32 FC 3F FF

Ме не без основания подозреваем, что дальнейшие абстрактные обсуждения системы команд и режимов адресации заставляет вас закрыть эту книгу навсегда. Поэтому давайте рассмотрим прострой пример программирования, после чего перейдем к сигналам магистрали МП 68008. После этого мы сможем выполнить полное проектирование микропроцессорного устройства на базе МП 68008, включая его программное обеспечение.

Иллюстрация команд и режимов адресации МП 68000 дана в программе 11.1, где показаны два способа копирования таблицы из 100H байт, начинающейся в ячейке $8000, в непосредственно прилегающую область памяти (с адреса $8100). В первом варианте для пересылки из памяти в память мы использовали косвенную адресацию со смещением (удобное средство, отсутствующее в МП 8086), а также инкремент указателя, декремент счетчика и условный переход. При частоте генератора 10 МГц цикл занимает 6,2 мкс, и вся таблица пересылается за 1,6 мс. Во втором варианте в программу введен второй адресный регистр, указывающий на приемник. В этом случае можно использовать постинкрементную адресацию и отказаться от команды ADDQ, что увеличивает скорость пересылки. Анализ на выход из цикла мы выполняем с помощью более эффективной (но рискованной) команды «декремент и условный переход» DBcc. В результате цикл выполняется почти в два раза быстрее (3,4 мкс на шаг, 0,87 мс на всю пересылку).

Упражнение 11.2. Напишите программу для вычисления суммы 16-разрядных слов в таблице, начи-

Программа 11.1

```
                                    ; Переслать таблицу размером ; $ 100 байт. Первый
                                    ; способ
        MOVE.L   #$8000,A0          ; Адрес таблицы
        MOVE.W   #$100,D0           ; Размер таблицы
LOOP:   MOVE.B   (A0),$100(A0)      ; Пересылка байта
        ADDQ.L   #1,A0              ; Инкремент указателя
        SUBQ.W   #1,D0              ; Декремент счетчика
        BGT      LOOP               ; Повторять, пока таблица не закончится
        .
        .
        .
                                    ; Второй способ
        MOVE.L   #$8000,A0          ; Таблица-источник
        MOVE.L   #$8100,A1          ; Таблица-приемник
        MOVE.W   #$FF,D0            ; Размер-1
LOOP:   MOVE.B   (A0)+, (A1)+       ; Пересылка байта
        DBF      D0,LOOP            ; Повторять, пока таблица не закончится
        .
        .
        .
```

нающейся с адреса $10000. Пусть длина таблицы в словах хранится в качестве первого элемента таблицы (он не должен входить в сумму); предположите также, что суммирование не приведет к переполнению.

Упражнение 11.3. Напишите программу для изменения порядка байтов в таблице, имеющей длину $100 байт и начинающуюся с адреса $1000. Прямолинейный (но медленный) способ решения задачи заключается в изменении порядка байтов в процессе копирования во вспомогательный массив, который затем копируется на место исходного. Более быстрый способ предполагает изменение порядка байтов «на месте» (следите только, чтобы, шагая по таблице, не наступить себе же на ноги). Запрограммируйте оба метода.

11.04. Сигналы магистрали

Если вы усвоили взаимодействие сигналов на магистрали IBM PC, то разобраться с сигналами МП 68008 не составит труда – они схожи. Мы описали их в табл. 11.4 (имеющей тот же формат, что и табл. 10.1) и на рис. 11.3. Лучше всего воспользоваться уже испытанной последовательностью изучения и рассмотреть сначала программно-управляемую передачу данных («программно-управляемый ввод-вывод»), затем прерывания и, наконец, ПДП. Это не займет много времени.

Программно-управляемая передача данных. Программно-управляемая передача данных показана на рис. 11.4; мы также изобразили сигналы (CLK и AS′), которые в процессе проектирования схемы обычно можно игнорировать. В МП 68008 используется один сигнал, стробирующий данные (DS′), а также линия направления чтения-записи (R/W′) в отличие от IBM PC, где предусмотрены два стробирующих сигнала (IOR′, IOW′). В цикле записи ЦП переводит сигнал R/W′ в низкое состояние, устанавливает адрес и данные и, выждав некоторое время, переводит в низкое состояние сигнал DS′. Приемник (память или устройство ввода-вывода) фиксирует данные, которые (в отличие от IBM PC) гарантированно установлены еще перед фронтом сигнала DS′, и подтверждает прием, устанавливая в низкое состояние сигнал DTACK′. ЦП завершает цикл, снимая сигнал DS′ и затем (выждав некоторое время на случай использования приемником прозрачных фиксаторов) снимает адрес и данные. Таким образом, достоверность данных гарантируется в течение DS′ плюс короткие интервалы до и после сигнала. Цикл чтения отличается лишь тем, что ЦП поддерживает линию R/W′ в высоком состоянии (указывая тем самым, что выполняется чтение) и, к тому же, устанавливает сигнал DS′ на один такт раньше, чтобы дать возможность источнику данных отозваться на требование данных. Данные должны быть установлены до окончания сигнала DS′; детали взаимодействия показаны на рис. 11.4.

Таблица 11.4. Сигналы магистрали МП 68008

Сигнал	Число	Активное состояние	Тип[1]	Направление ЦП↔Шина	Функция
A0-A19	20	H	2S[2]	→	Адрес
D0-D7	8	H	3S	↔	Данные
AS'	1	L	2S[2]	→	Строб адреса
DS'	1	L	2S[2]	→	Строб данных
R/W'	1	–	2S[2]	→	Направление
DTACK'	1	L	OC	←	Подтверждение данных (квитирование)
IPL0-IPL2'	2	L	Вход	←	Входы запросов прерываний
FC0-FC2	3	H	2S[2]	→	Тип цикла
VPA'	1	L	Вход	←	Автовектор (или ввод-вывод типа МП 6800)
BERR'	1	L	Вход	←	Сигнал ошибки шины в ЦП
RESET'	1	L	2S[3]	↔	Сброс
HALT'	1	L	2S[3]	↔	Стоп
BR'	1	L	OC	←	Запрос захвата шины
BG'	1	L	2S	→	Разрешение захвата шины
E	1	H	2S	→	Разрешение ввода-вывода типа МП 6800
CLK	1	–	Вход	←	Такты ЦП (обычно 10 МГц)

[1] 2S – с двумя состояниями; 3S – с тремя состояниями; OC – открытый коллектор.

[2] Освобождается, если не ведущий шины.

[3] Две функции: устанавливается (2 состояния) ЦП (выход); может быть установлен извне (вход).

Действие сигнала DTACK′ требует дальнейшего обсуждения. Шина МП 68008 является асинхронной (см. разд. 10.14): установив сигнал DS′, ЦП, перед тем, как завершить цикл, ожидает от адресуемого устройства сигнала подтверждения DTACK′ (через проводное ИЛИ). Если сигнал DTACK′ поступает перед концом такта S4, состояния ожидания не включаются в протокол, и последовательность сигналов выглядит точно так, как показано на рис. 11.4; если же DTACK′ задерживается,

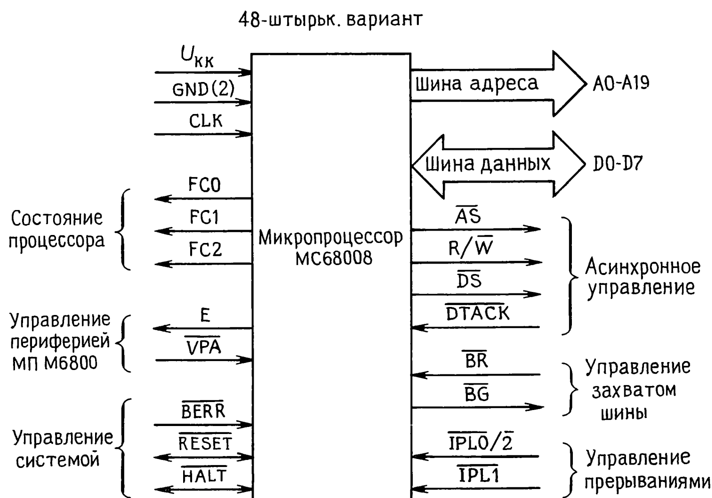


Рис. 11.3. Сигналы МП 68008.

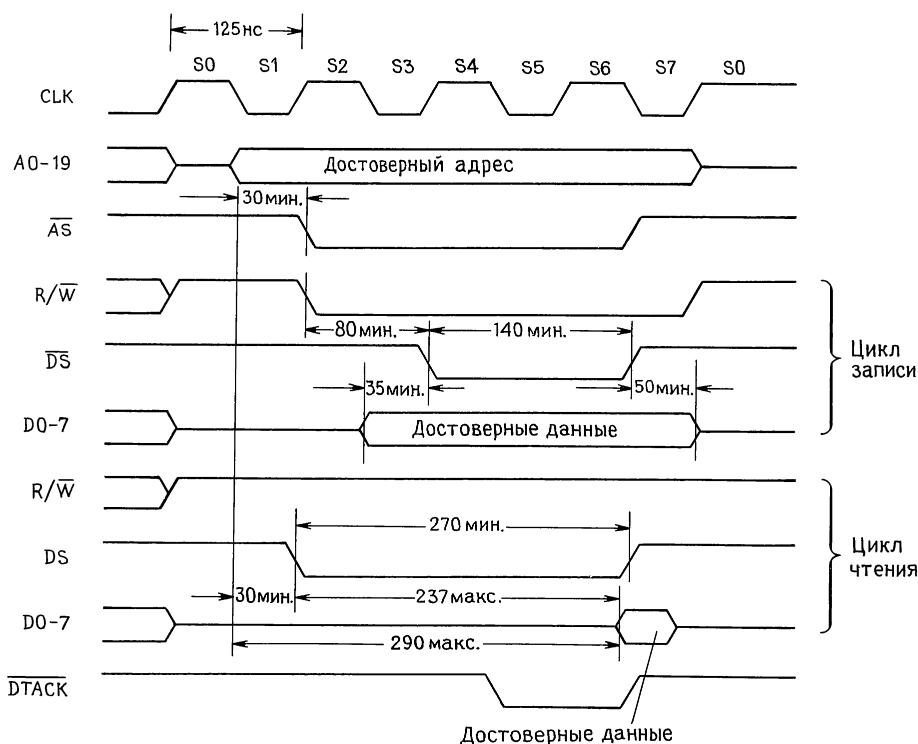
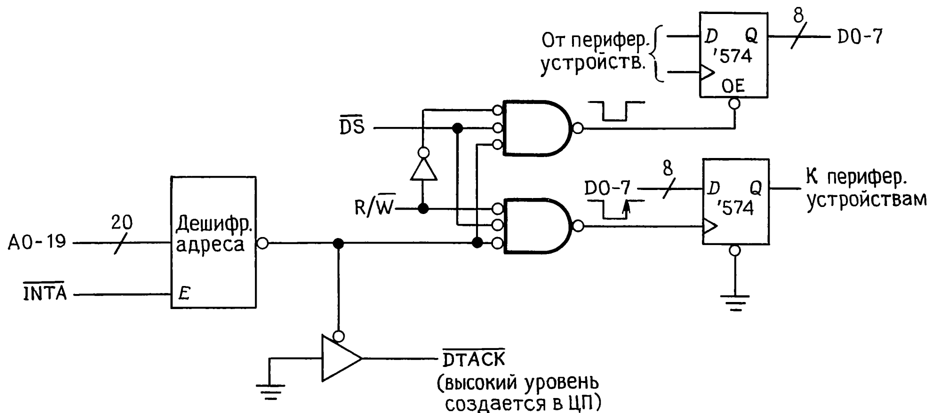
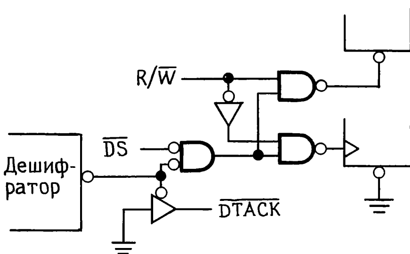


Рис. 11.4. Циклы чтения/записи МП 68008 (8 МГц, без состояний ожидания).

ЦП удерживает все свои выходные сигналы в стабильном состоянии (включая в протокол магистрали после такта S4 «состояния ожидания») до появления сигнала DTACK′, после чего завершает цикл тактами S5–S7. Состояния ожидания требуются только при работе с очень медленными устройствами, поэтому адресуемое устройство должно устанавливать сигнал DTACK′ сразу же после распознания им на шине своего адреса (устройство может установить DTACK′ по результатам декодирования адреса или образовав логическое И из сигнала декодирования и полученного им из ЦП сигнала AS′, который указывает на достоверность адреса). Вообще говоря, если все устройства, подключенные к шине, являются быстрыми, вы можете, с известной долей риска, постоянно удерживать линию DTACK′ в низком состоянии и полностью избавиться от состояний ожидания; эта методика отразилась в названии журнала, посвященного высокопроизводительным приложениям семейства МП 68000: «DTACK′ заземлен».

Все это выглядит несколько запутанно, но в действительности сопряжение с МП 68008 выполняется очень просто. На рис. 11.5 изображен простейший порт ввода-вывода. Адресные сигналы декодируются и после поступления сигналов DS′ и R/W′ образуют сигналы, используемые для стробирования *D*-триггеров выходного регистра (для записи) и разрешения тристабильных выводов входного регистра (для чтения). Сигнал DTACK′ устанавливается сразу после расшифровки адреса (если адресуется данный порт), поскольку для столь быстрых устройств, какими являются 8-разрядные регистры, состояния ожидания не требуются; мы использовали обычный прием преобразования драйвера с тремя состояниями в драйвер с открытым коллектором. Заметьте, что для стробирования *D*-триггеров мы использовали





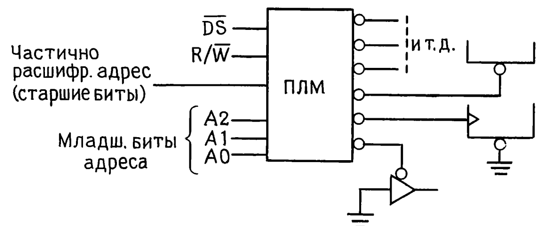


Рис. 11.5. Параллельный порт ввода-вывода. *а*–базовая схема; *б*–схема с реально существующими вентилями; *в*–реализация на основе ПЛМ.

срез сигнала DS′; это сделано из-за того, что фронт сигнала DS′ может отстоять от момента установки достоверных данных всего лишь на 35 нс (см. рис. 11.4), что опасно близко к времени упреждения многих 8-разрядных регистров (например, семейства LS и HCT имеют минимальное время упреждения 20 нс). Так, если на шине данных используются шинные буферы (например, 8-разрядные двунаправленные буферы ’245), то дополнительная задержка данных относительно сигнала DS′ может привести к тому, что триггеры схемы ’574 не успеют установиться. Используя срез сигнала, мы выигрываем дополнительные 140 мкс для увеличения времени упреждения. (При желании можно было использовать прозрачные фиксаторы, например ’573, которые фиксируют данные по срезу сигналы фиксации; для таких фиксаторов характерное минимальное значение времени упреждения, как и времени удержания, составляет около 15 нс.)

Варианты схем, приведенные на рис. 11.5, учитывают практические детали. Оказывается, в большинстве логических семейств отсутствуют 3-входовые вентили ИЛИ! Одним из возможных решений является использование 2-входовых вентилей, как показано на рис. 11.5. Более современный способ – поместить всю вентильную логику в комбинационную ПЛМ; помимо уменьшения числа микросхем, это дает вам возможность, используя высокую плотность вентилей в ПЛМ, генерировать с помощью одной микросхемы стробирующие и разрешающие сигналы для дополнительных периферийных портов.

Одна незначительная деталь приведенного примера предвосхитила материал следующего раздела. В процессе обработки прерывания (см. ниже) МП 68008 выполняет цикл подтверждения прерывания, выглядящий, как цикл чтения самого верха памяти (линии A4–A19 установлены

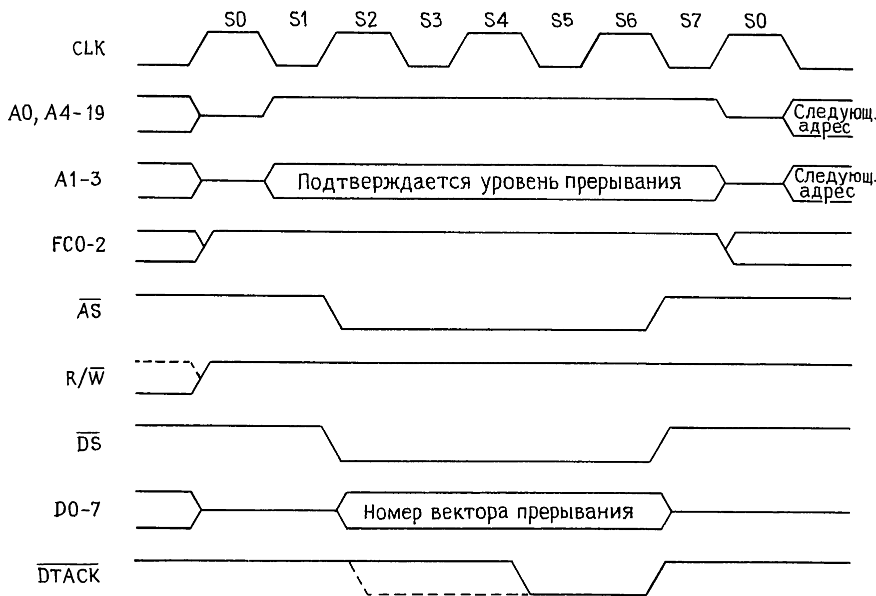


Рис. 11.6. Цикл подтверждения прерывания.

в 1). Если в этой области адресного пространства вы располагаете память или какие-то регистры, их надо заблокировать на время цикла прерывания, идентифицируемого по состоянию битов FC0–2 «функционального кода». Все это поясняется в следующем разделе.

Прерывания. В МП 68008 реализуются и автовекторизуемые, и полностью векторизуемые (с подтверждением) прерывания (если вы забыли, что это такое, см. разд. 10.11), для чего используется вторая группа сигналов шины из табл. 11.4. В обоих случаях вы запрашиваете прерывание, устанавливая на двух линиях приоритетного запроса (IPL′) некоторую комбинацию низких уровней. Две линии определяют три уровня перерываний (четвертое состояние – на обеих линиях высокий потенциал – соответствует отсутствию прерывания). Эти линии схожи с линиями IRQ магистрали IBM PC, но поскольку они чувствительны к уровню, к каждому уровню прерываний можно подключить несколько прерывающих устройств. (Полезно заметить, что МП 68000, а также некоторые варианты МП 68008 имеют 3 линии IPL′, что позволяет определить 7 уровней прерываний.)

ЦП, обнаружив запрос прерывания (по крайней мере одна линия в низком состоянии), выполняет цикл подтверждения (рис. 116), в течение которого идентифицируется источник прерываний. ЦП устанавливает на линиях A1–A3 значение уровня прерывания, а на линиях A4–A19 высокий уровень; все линии функционального кода FC0–2 устанавливаются в высокое состояние. Затем ЦП выполняет цикл чтения (устанавливая сигнал R/W′ в высокое состояние). Теперь ваши внешние цепи определяют вид цикла подтверждения: автовекторизуемое (переход в соответствии с уровнем IPL′) или с подтверждением (переход в соответствии с вектором, установленным прерывающим устройством на линиях D0–D7).

Более просто реализуется автовекторизуемое прерывание (рис. 11.7). Внешняя цепь обнаруживает цикл подтверждения по сигналам FC0–2 и одновременно с AS′ устанавливает входной сигнал VPA′. После этого ЦП осуществляет переход на программу обслуживания, соответствующую уровню IPL прерывания. Для перехода используются векторы (т. е. 32-разрядные адреса программ обслуживания), расположенные по абсолютным адресам

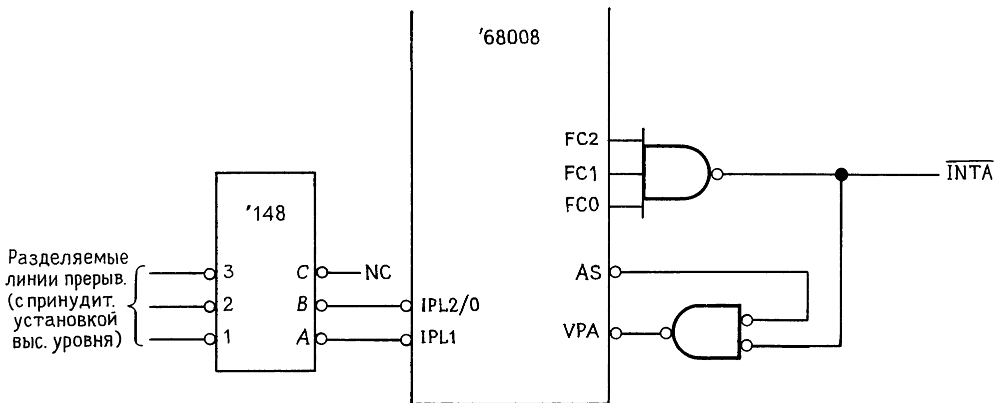


Рис. 11.7. Автовекторизуемое прерывание.

$68, $74 или $7C. Если число прерывающих устройств не превышает трех, автовекторизация весьма удобна. Собственно говоря, устройств может быть и больше, но вам придется опрашивать регистры состояния всех «подозрительных» устройств (т. е. устройств, подключенных к обслуживаемому уровню прерываний), чтобы найти виновника. И лишь в случае, когда у вам много потенциальных источников прерываний (маловероятная ситуация в небольшом устройстве на базе МП 68008), и к тому же требуется обеспечить минимальные временные задержки, целесообразно обратиться к схеме прерываний с подтверждением.

Полностью векторизируемые прерывания реализуются следующим образом. Прежде всего оставьте сигнал VPA′ на входе ЦП в сброшенном состоянии (высокий уровень). Организуйте схему таким образом, чтобы каждое устройство, работающее в режиме прерываний, выставляло бы свой вектор на линии данных в ответ на цикл чтения ЦП, выполняемый при установленных в высокое состояние сигналах FC0–2 и при уровне IPL (считываемом с линией A1–3), совпадающем с уровнем запроса устройства. При этом схема должна обеспечить выдачу вектора только одним прерывающим устройством, даже если несколько устройств одновременно выставили запросы на прерывание. Этого можно добиться, используя сигнал приоритета прерывания INPT, проходящий последовательно через все устройства, образующие, таким образом, приоритетную цепочку, как это было описано в разд. 10.11; тем самым гарантируется, что подтверждение прерывания выполняется только устройством (соответствующего уровня IPL), которое электрически расположено ближе других к ЦП, даже если запросы на прерывание поступают от нескольких устройств одного уровня IPL.

Другой, более элегантный метод показан на рис. 11.8. Здесь нет необходимости использовать неуклюжую цепочечную структуру, которая заменяется линиями запроса от каждого устройства. Состояния этих линий фиксируются в начале каждого цикла магистрали (фронтом сигнала AS) и поступают в дешифратор приоритета (который генерирует двоичный адрес возбужденного входа с максимальным номером, см. разд. 8.14). Кроме этого, дешифратор генерирует выходной сигнал (GS′), если возбуждается любой из входов; этот сигнал используется для инициации прерывания ЦП. Для простоты мы поместили прерывания от всех устройств на один уровень IPL. ЦП отзывается на прерывание, сохраняя в стеке адрес возврата, после чего инициирует цикл подтверждения (рис. 11.6). В течение цикла подтверждения наша схема устанавливает вектор (образованный в схеме приоритетного отбора), а также сигнал DTACK′. После этого ЦП выполняет век-

Рис. 11.8. Полновекторизованное прерывание.

торный переход на соответствующий обработчик.

Рассмотренная схема проста в реализации, и для семейства МП 68000 она работает быстрее, чем схема автовекторизации. Далее, относительно просто достигается увеличение числа прерывающих устройств степенями 8 при использовании дополнительных микросхем '574 и '148. От каждого периферийного устройства требуется выделенная линия (не одна линия шины); хотя при этом нарушается симметрия шины данных, такой способ предпочтительнее приоритетной цепочки, которая совершенно перестает работать, если забыть надеть перемычки на неиспользуемые разъемы. Фактически в новых компьютерных магистралях (например, магистраль NuBus машины Macintosh II) все чаще используются линии прерываний, разведенные по разъемам.

Отметим любопытную (и немаловажную) деталь в приведенной схеме. Вам может показаться странным, что индивидуальные запросы прерываний, генерируемые в устройствах с помощью фиксируемых бит (см., например, рис. 10.12), повторно фиксируются в схеме 574. Причина этого носит тонкий характер. Прерывающие устройства, как правило, являются асинхронными по отношению к тактовым сигналам ЦП, и могут генерировать прерывания в любое время. Если второе периферийное устройство пошлет запрос прерывания в тот момент, когда ЦП считывает вектор первого прерывающего устройства, а фиксаторы в схеме обработки прерываний отсутствуют, установленный на шине вектор изменится «на полдороги» (в течение цикла подтверждения прерывания и получения вектора), что приведет к непредсказуемым результатам. Вы можете возразить, что такая ситуация маловероятна, и будете правы; однако она может возникнуть и вы даже можете оценить вероятность ее появления. Откладывая момент принятия решения о «намерении прервать» на начало каждого цикла шины, мы устраняем отмеченную проблему (вообще говоря, из-за явления «метастабильности» незначительная вероятность ошибки остается; если вам не хватает поводов для беспокойства, см. разд. 8.17).

Упражнение 11.4. Пусть мы рискнули отказаться от фиксирующего регистра '574 в установке, содержащей два асинхронных устройства, посылающих сигналы прерываний со скоростью 1000 прерываний в секунду каждое. Предположим, что цикл получения вектора имеет критическое временное окно в 1 нс, в течение которого смена установленного вектора приведет к чтению неправильного вектора (т. е. ЦП прочитает номер вектора, отличный от обоих установленных векторов). Оцените, сколь часто ЦП, осуществляя векторный переход, будет попадать пальцем в небо (с аварией системы).

Еще одно замечание по поводу нашей схемы. В процессорах серии 68000 предусмотрена команда HALT, которая прекращает все процессы на шине, но не исключает повторного пуска системы с помощью прерывания (а также, естественно, полной перезагрузки). К сожалению, наша схема не предусматривает повторный пуск по прерыванию (почему?). Таким образом, вы должны либо обойтись без команды HALT, либо использовать какой-то другой сигнал (возможно, производный от

сигнала CLK) для фиксации запросов прерываний.

В МП 68000 предусмотрена возможность установки 192 различающихся векторов прерываний с номерами от 40Н до FFH; соответствующие адреса переходов (т. е. адреса соответствующих сервисных программ) хранятся в ячейках памяти 100Н–3FFH.

Прямой доступ к памяти. В системах на базе МП 68000 прямой доступ не реализуется установленным на плате контроллером ПДП с адресными счетчиками и проч., как это имеет место в системах с магистралью PC. Напротив, МП 68000 полностью освобождает шину, передавая ее новому ведущему; новый ведущий шины (которым может быть как другой МП 68000, так и простенький периферийный интерфейс) может затем выполнять любые действия, включая (но не ограничиваясь ими) классические функции ПДП пересылки данных в память или из нее.

Чтобы сделаться ведущим шины, любое устройство может выдать «Запрос шины», установив на линии BR′ (через проводное ИЛИ) низкий уровень. ЦП очень серьезно относится к этой процедуре, во мгновение ока (?) устанавливая на линии «шина предоставлена» BG′ низкий уровень. ЦП также прекращает контролировать состояние всех линий шины (кроме BG′), включая адрес, стробы и другие управляющие линии, помеченные индексом [2] в табл. 11.4. Теперь внешнее устройство контролирует шину, и это состояние длится до снятия сигнала BR′, после чего ЦП возвращает себе роль ведущего. Внешний ведущий обязан управлять шиной по тем же правилам, которым следует ЦП, чтобы не сбивалась работа остальных устройств, подключенных к шине. Собственно, они даже и не узнают, что произошло что-то необычное, если только не посмотрят на состояние линий BR′/BG′.

Если ведущими шины пытаются стать несколько устройств, они должны как-то разобраться между собой (выполнить арбитраж). Заметьте, что ЦП контролирует состояние линии BG′, тем самым в какой-то мере управляя всем процессом.

Остальные сигналы магистрали. Ниже дано описание остальных сигналов, перечисленных в табл. 11.4.

CLK. Это вход для сигналов тактового генератора (см. рис. 11.3 и 11.4). Мы рекомендуем использовать какой-либо из недорогих кварцевых генераторов в DIP-корпусе, выпускаемых компаниями CTS, Dale, Motorola, Statec или Vectron. МП 68008 лучше работает с тактовыми сигналами симметричной формы, которые легко получить с помощью триггера, подключенного к выходу генератора. Максимальная допустимая частота обычно указывается в обозначении микропроцессора (и памяти тоже): последние варианты МП 68008 работают до частоты 10 МГц (МС 68008Р10). Двухбайтовые команды обычно выполняются за четыре периода тактовых импульсов (как на рис. 11.4), однако команды с более сложными способами адресации должны несколько раз обращаться к памяти, что может потребовать до 70 тактов или около того.

BERR′. Вы устанавливаете этот входной сигнал, чтобы сообщить ЦП, что произошел сбой в работе шины. Например, если никто не установит сигнал DTACK′ в ответ на строб данных, ЦП будет ждать его вечно; это может произойти, если программа обращается к несуществующей памяти. Установка сигнала BERR′ вызывает переход (напоминающий переход при прерывании и называемый «исключением») на программу обработчика. Ниже на рис. 11.10 будет показана простая схемная реализация сигнала BERR′.

RESET′ и *HALT′*. Эти сигнальные линии необычны в этом отношении, что служат и как входы (для сброса или останова процессора), и как выходы (с помощью которых ЦП может инициализировать систему). Взгляните снова на рис. 11.10, где показан простой способ использования этих линий.

E (*разрешение*). Может показаться, что этот выходной сигнал имеет большое значение, однако это не так. Сигнал E (в комбинации с VPA′) облегчает подключение к МП 68008 старых периферийных микросхем серии 6800 (разработанных

для синхронного относительно медленного 8-разрядного микропроцессора 6800). В других случаях сигнал E можно игнорировать.

ПРИМЕР ЗАКОНЧЕННОЙ РАЗРАБОТКИ: АНАЛОГОВЫЙ УСРЕДНИТЕЛЬ СИГНАЛОВ

В последующих разделах мы займемся проектированием законченного прибора на базе МП 68008 – аналогового «усреднителя сигналов» (вопросы усреднения будут обсуждаться в разд. 15.13). Прибор будет включать в себя ЦП с соответствующими электронными схемами для получения сигналов DTACK, BERR и других, память (ОЗУ и ПЗУ) и много разных интерфейсов: микропереключатели в DIP-корпусе, матрица электролюминисцентных диодов (ЭЛД), последовательный и параллельный порты, календарь-часы/таймер, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП), а также твердотельное реле для переключения цепей переменного тока. Как видите, мы задумали включить в наш прибор всего понемногу, чтобы получить микропроцессорный модуль общего назначения, перенастройка которого осуществляется сменой управляющей программы.

Мы пройдем с вами процедуру аппаратного проектирования, остановившись на критериях выбора элементов и разработки схемы. Вы научитесь выбирать и подключать память и периферийные устройства и разумным образом распределять адресное пространство. Закончив аппаратное проектирование, мы займемся программным обеспечением и напишем несколько программных «модулей» (блоков) для управления выбранными процессами. Мы, однако, не будем утомлять вас детальным рассмотрением всех программных строк, поскольку программные комплексы, подобные нашему, содержат много не очень интересных (хотя и необходимых) программ, вроде программы ввода с клавиатуры установочных команд. Наконец, мы проанализируем эффективность получившегося прибора – гибкость, обусловленную применением микропроцессора, и накладываемые им ограничения скоростных характеристик.

11.05. Разработка схемы

Структурная схема. На рис. 11.9 изображена структурная, на рис. 11.10 – электрическая схемы микропроцессорного прибора. Рассмотрим сначала структурную схему, на которой показаны устройства, подключенные к магистрали. Если анализировать эту схему с позиции микроЭВМ, то сразу бросается в глаза «перекошенность» памяти: объем ПЗУ в 4 раза превышает объем ОЗУ. Однако в микропроцессорном приборе конкретного назначения все программы и таблицы размещаются не в ОЗУ, а в ПЗУ, а ОЗУ используется только для буферизации данных и хранения временных результатов вычислений. К тому же производители программируемых ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием (РПЗУ) по мере повышения качества технологии прекращают выпуск ПЗУ малого объема; сейчас трудно найти РПЗУ с емкостью, меньшей 8К × 8 бит. Так или иначе, на схеме показана память минимально возможного объема (по одной микросхеме ПЗУ и ОЗУ); при необходимости память можно расширить.

Слсдующее устройство на магистрали – календарь-часы. Календарь-часы??!! Что это, просто излишняя роскошь для тех, кому лень посмотреть на собственные часы при включении прибора? Напротив, календарь-часы – существенный элемент любого прибора, выполняющего периодические измерения, или фиксирующего моменты поступления данных, или управляющего любыми другими процессами, протекающими во времени. Календарь-часы можно запрограммировать, чтобы они вызывали периодические прерывания с частотой от 100 прерываний в секунду до одного за день; можно использовать их и как будильник (конечно, без звонка; вместо звонка возникает прерывание), устанавливаемый на любой момент хотя и в следующем веке. В нашем усреднителе сигналов мы воспользуемся таймерами параллельного порта 8536, но и календарь иметь под рукой полезно.

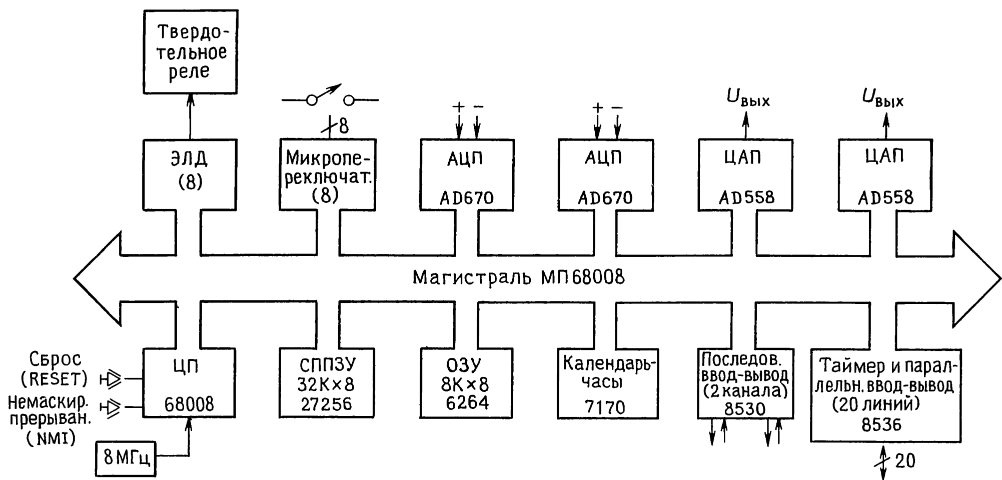


Рис. 11.9. Структурная схема прибора общего назначения на базе микропроцессора.

Микросхема 8530 последовательного порта представляет собой высокопроизводительный двухканальный УСАПП (универсальный синхронно-асинхронный приемно-передатчик, см. разд. 10.19), в комплекте с парой задающих генераторов. Это очень приличная микросхема, не только знакомая со всеми хитростями обычного асинхронного интерфейса RS-232, но и обеспечивающая полный синхронный протокол "SDLC/HDLC", включающий контроль ошибок, восстановление после тайм-аута, синхронизацию кадров и т. д.; возможно слишком жирно для нашей задачи, но, в конце концов, какого черта! Микросхема 8536 является одновременно таймером и параллельным портом; ее сделали отличные ребята из фирмы Zilog, и она тоже не слабак: возможностей у нее тьма-тьмущая. Например, каждую из ее 20 линий можно запрограммировать на вход или на выход, как на прямой, так и на инверсный; каждый выход может быть с открытым стоком или с двумя состояниями, в то время как каждый вход может работать в нормальном режиме или с «запоминанием 1» (кратковременный положительный импульс устанавливает входной регистр). Описание режимов, кажется, не имеет конца (оно занимает 26 страниц) и поражает неисчислимыми возможностями.

Посмотрим теперь на верхний ряд устройств. Матрица ЭЛД представляет собой просто линейку из 8 диодов, предназначенных для индикации работы прибора; эти диоды могут оказать также существенную помощь при отладке, когда остальные средства оказываются бессильны. К одному из выходов, питающих ЭЛД, мы подключили твердотельное реле, с помощью которого можно управлять каким-то сильноточным устройством. Например, для стабилизации температуры в ванне можно подавать сигнал, характеризующий температуру, на вход АЦП, а с помощью реле переменного тока включать нагреватель. Мы еще предоставим вам возможность проявить свою смекалку в этой области при выполнении упражнений. Микропереключатель в DIP-корпусе является обычным 8-контактным переключателем, полезным для ввода в прибор настроечной информации; с его помощью можно, например, указать, какой последовательный порт (и на какой частоте) используется ЦП после включения питания. Наконец, мы подключили к магистрали по паре аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, чтобы прибор мог функционировать в мире аналоговых сигналов.

Детали схемы. Теперь начнется самое

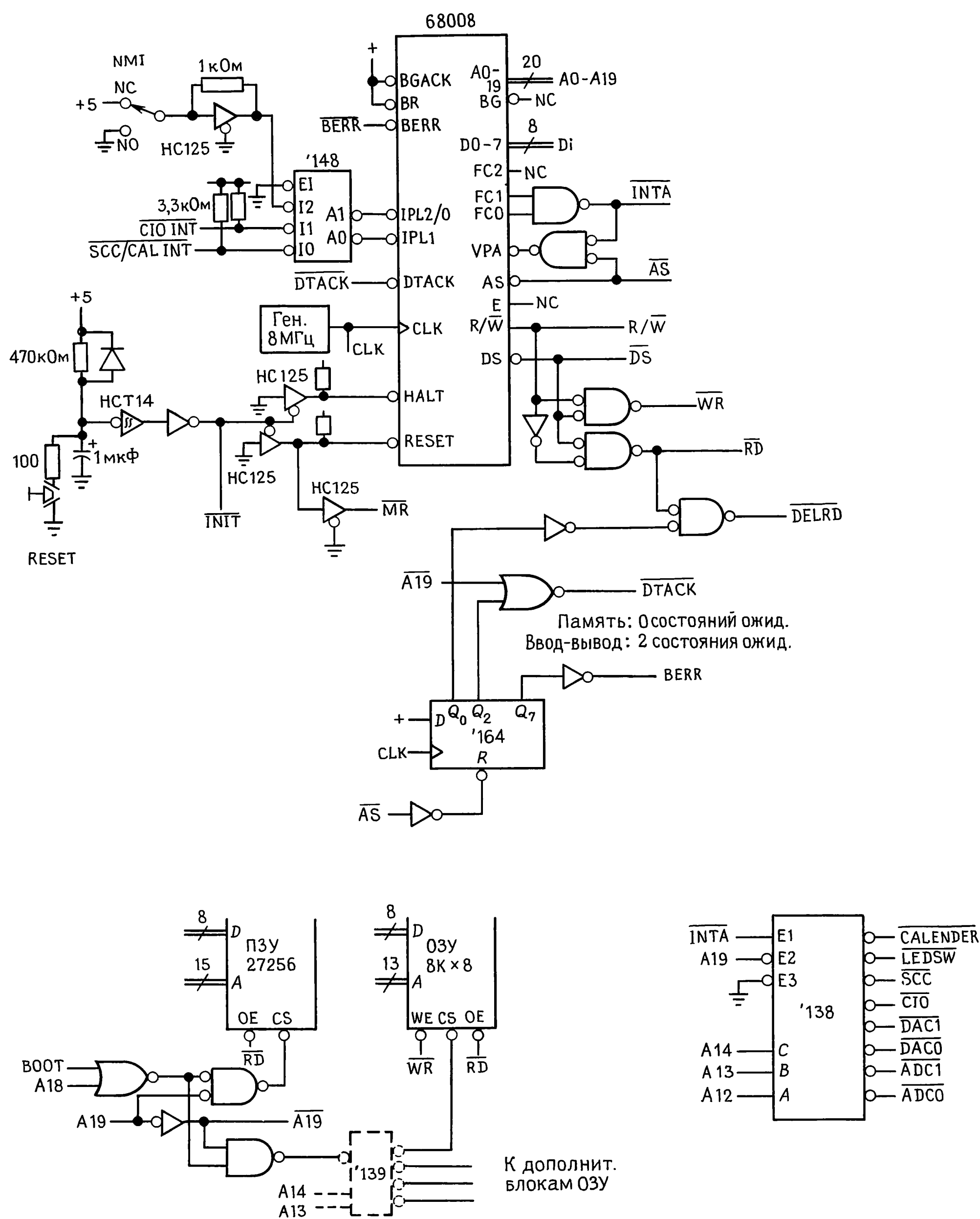
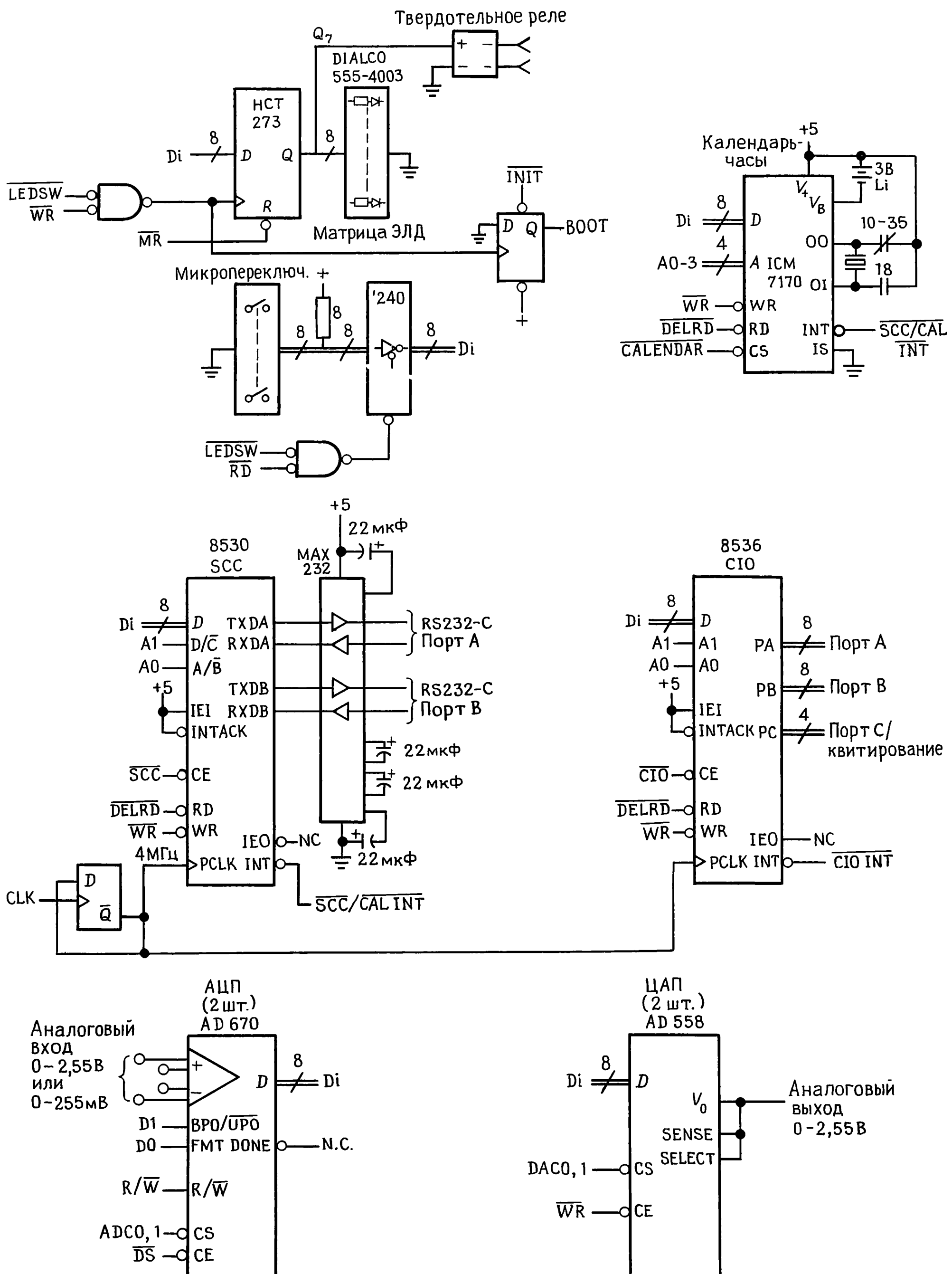


Рис. 11.10. Электрическая схема прибора общего назначения на базе микропроцессора.



Твердотельное реле
DIALCO 555-4003
HCT 273
Матрица ЭЛД
Микропереключ.
'240
INIT
BOOT
LEDSW
WR
MR
RD
Di
Календарь-часы
ICM 7170
3В Li
10-35
18
DELRD
CALENDAR
SCC/CAL INT
8530 SCC
MAX 232
22 мкф
RS232-C Порт A
RS232-C Порт B
4МГц
CLK
SCC/CAL INT
8536 CIO
Порт A
Порт B
Порт C/ квитирование
CIO INT
АЦП (2 шт.) AD 670
Аналоговый вход 0-2,55В или 0-255мВ
BPO/UPO
FMT DONE
N.C.
ADC0, 1
DS
ЦАП (2 шт.) AD 558
Аналоговый выход 0-2,55В
SENSE
SELECT
DAC0, 1

интересное. Рассмотрим электрическую схему прибора (рис. 11.10).

ЦП

CLK. для работы МП 68008 требуются тактовые сигналы (CLK) прямоугольной формы (перепады логических уровней) в диапазоне от 2 до 10 МГц. Верхний предел определяется скоростью срабатывания внутренних вентилей и регистров; в настоящее время можно встретить экземпляры МП 68008 с максимальной тактовой частотой 8, 10 или 12,5 МГц. Нижний предел определяется тем обстоятельством, что в ЦП используются динамические регистры, требующие периодической регенерации, поскольку данные в них сохраняются не в триггерах, а в заряженных конденсаторах. Скорость вычислений пропорциональна тактовой частоте, поэтому естественно желание всемерно повысить тактовую частоту. Это, однако, сопряжено с некоторыми недостатками: а) более жесткие требования к временной синхронизации памяти и периферийных устройств, б) большая стоимость и в) большая рассеиваемая мощность, особенно для маломощных КМОП-процессоров и периферийных устройств. Обычно потребляемая мощность не имеет большого значения, за исключением случая батарейного питания; см. гл. 14. Мы остановились на тактовой частоте 8 МГц, так как это дает возможность использовать ту же тактовую серию (деленную на два) для микросхемы последовательного порта; в противном случае для работы УСАПП потребовался бы отдельный генератор, или пришлось бы ограничиться низкими скоростями передачи.

RESET, прерывания, стробирующие сигналы. Для того чтобы выполнить начальную загрузку МП 68008, следует установить сигналы RESET′ и HALT′ (обе линии двунаправленные; надо использовать схему с открытым коллектором с принудительной установкой верхнего уровня). Мы применили простую схему автозагрузки, состоящую из RC-цепи, триггера Шмитта и кнопки. Обратите внимание на диод, служащий для быстрого разряда в случае коротких выбросов напряжения питания; более совершенная схема сброса при включении питания должна использовать цепь «микропроцессорного контроля» вроде MAX692, дающую хорошо сформированный сигнал сброса. Линия, обозначенная нами MR′, переводится в высокое состояние и при начальной загрузке, и (на время 128 тактов) при выполнении ЦП команды RESET; линия INIT′ переводится в высокое состояние только при загрузке.

В этой простой системы мы остановились на автовекторизуемых прерываниях; логическое И сигналов FC0 и FC1 указывает на выполнение цикла подтверждения прерывания, в течение которого мы обязаны установить сигнал VPA′ одновременно со стробом адреса AS′. Мы также используем наш сигнал INTA′ для запрещения нормального декодирования ввода-вывода (см. ниже). В МП 68008 предусмотрены три уровня автовекторизуемых прерываний. К нижнему уровню (IPL1) мы подключили через проводное ИЛИ «медленные» прерывания от последовательного порта и календаря; прерывания от чувствительного к задержкам таймера (называемого “CIO”-микросхемой) реализуются на следующем уровне (IPL0/2). Самый верхний уровень «немаскируемых» прерываний (установлены обе линии IPL) зарезервирован для прерывания от кнопки (немаскируемое прерывание NMI), так что вы всегда можете вывести плату из состояния зависания в процессе отладки программы.

Для образования пары стробирующих сигналов (RD′, WR′) мы использовали несколько вентилей. Эти сигналы будут полезны для некоторых “Intel-совместимых” периферийных устройств, для которых требуются отдельные строб-сигналы.

DTACK′, BERR′ и медленные периферийные устройства. Наконец, мы использовали сдвиговый регистр с параллельным выводом (’164) в качестве машины состояния для генерации последовательности нескольких требуемых сигналов. Сдвиговый регистр удерживается в исходном состоянии до установки ЦП сигнала AS′, который указывает на начало цикла шины (см. рис. 11.4). После этого единицы начинают продвигаться вниз по регистру, на один

шаг на каждый нарастающий фронт тактовой серии. Выход Q_0 позволяет генерировать задержанный сигнал RD′ (DELRD′), который используется обоими неповоротливыми устройствами (SCC и CIO), как это будет объяснено позже. Некоторые устройства ввода-вывода работают медленно и требуют состояний ожидания; выход Q_2 сдвигового регистра позволяет сформировать задержанный сигнал DTACK и реализовать два состояния ожидания для всех портов ввода-вывода (при нашей раскладке адресов весь ввода-вывод отображается на память выше адреса $80000, т. е. при установленном сигнале A19), и отсутствие состояний ожидания для памяти (сигнал A19 не установлен). Если, однако, 1 дойдет до конца сдвигового регистра, возникнут неприятности, поскольку любые циклы магистрали завершаются (со сбросом сигнала AS) задолго до этого. Поэтому последний выход (Q_7) использован для установки сигнала BERR, который приводит к векторизованному переходу (через ячейку 08), что предотвращает зависание ЦП. Такой сигнал «тайм-аута» магистрали особенно важен в ЭВМ общего назначения, где в противном случае обращение ЦП к несуществующему периферийному устройству приведет к аварии машины.

Память. Получив сигнал начальной загрузки (установка RESET и HALT), МП 68008 обращается к началу памяти с целью извлечения двух важных адресов: 32-разрядного стартового адреса, хранящегося в байтах памяти $04–$07, и начального значения указателя стека, располагающегося в байтах $00–$03. Прочитав эти адреса, МП инициализирует указатель стека, после чего осуществляет переход по стартовому адресу.

Поскольку эти ячейки в начале памяти считываются ЦП еще до загрузки какой-либо программы, эта область памяти должна быть энергонезависимой, т. е. ее содержимое должно сохраняться при полном отключении питания. Естественно использовать здесь РПЗУ (репрограммируемое постоянное запоминающее устройство, см. разд. 11.12), недорогое ПЗУ с байтовой организацией, стираемое ультрафиолетовым облучением. Эти ПЗУ легко распознать по небольшому стеклянному (собственно, кварцевому) окошку, расположенному «на спине» каждой микросхемы. Стирание РПЗУ требует полчаса, а запись – около минуты. Такие ПЗУ могут иметь емкость до мегабита, и данные сохраняются в них дольше, чем будет жить конструируемый вами прибор. Единственный недостаток размещения ПЗУ в начале памяти заключается в том, что там же располагаются разнообразные векторы (прерываний, ошибок шины и других «исключений»), содержимое которых хотелось бы изменять программно.

Решение проблемы может заключаться в использовании варианта РПЗУ, называемого ЭРПЗУ (электрически стираемое репрограммируемое постоянное запоминающее устройство). Можно также организовать двухступенчатый процесс: в ПЗУ постоянно хранятся векторы, указывающие на таблицу переходов в обычной памяти (ОЗУ, см. ниже). Есть, однако, более изящный способ. Вы конструируете схему таким образом, что при загрузке в начале памяти оказывается ПЗУ, но позже оно заменяется (под управлением программы) на обычную память с возможностью записи в нее, т. е. ОЗУ.

Посмотрим снова на рис. 11.10. Мы использовали РПЗУ 27256, микросхему с организацией 32К × 8, имеющую, по нынешним стандартам, умеренную емкость. У нее есть 15 адресных входов, 8 трехстабильных выходов данных, вход выбора микросхемы (CS′) и вход разрешения выхода (OE′). Каждый адресуемый байт (записанный в микросхему заранее в помощью программатора и более неизменяемый) поступает на линии данных только если установлены оба входа разрешения. Обычно вход CS′ устанавливается как можно раньше сигналом с дешифратора адреса, а вход OE стробируется сигналом чтения. В нашем случае память (ПЗУ или ОЗУ) активизируется только если сброшен сигнал A19; другими словами, память располагается в младшей половине адресного пространства. Кроме того, чтение ПЗУ разрешается только если а) установлен сигнал A18 или б) установлен бит BOOT

(устанавливается при включении, сбрасывается программой). ОЗУ также располагается в нижней половине адресного пространства, но активизируется только если чтение ПЗУ запрещено. Таким образом, когда выполняется начальная загрузка, триггер BOOT установлен, и в адресном пространстве $0000–$7FFF временно располагается ПЗУ; ОЗУ как бы не существует. Обращение к ПЗУ осуществляется также и в области его «постоянного проживания», по адресам $40000–$47FFF. Первые 8 байт ПЗУ остроумно запрограммированы так, что осуществляется переход на продолжение программы начальной загрузки, но уже в старшем адресном пространстве, где (среди прочего) очищается порт ЭЛД (адрес $86000). Запись в порт ЭЛД имеет побочный эффект сброса триггера BOOT, в результате чего временный образ ПЗУ в начале адресного пространства замещается образом ОЗУ. Для пояснения сказанного, ниже приведено содержимое первых 24 байт ПЗУ, реализующих описанную процедуру:

```
0000: 00 00 20 00              ; Начальный указа-
                               ; тель стека
0004: 00 04 00 08              ; Стартовый адрес
                               ; по месту «постоян-
                               ; ного проживания»
                               ; ПЗУ
0008: 13 FC 00 01 00 08 60 00  ; Очистка триггера
                               ; BOOT–
                               ; MOVE. # 1, $86000
0010: 13 FC 00 00 00 08 60 00  ; Очистка ЭЛД–
                               ; MOVE.B # 0,$86000
```

Заметьте, что две последние команды выполняются по адресам $40008 и $40010 соответственно благодаря стартовому адресу, извлеченному из ячейки $0004.

Подключение микросхемы ОЗУ 8К × 8 осуществляется очень просто. ОЗУ воспринимает младшие 13 бит адреса (8К) и активизируется, когда сигнал A19 снят и ПЗУ отключено. Стробирующие сигналы RD′ и WR′ подключены ко входам разрешения выхода (OE′) и разрешения записи (WE′) соответственно. Будем пока считать, что схема декодирования, обозначенная на рис. 11.10 пунктиром, отсутствует. Тогда ОЗУ располагается в самом низу адресного пространства, за исключением момента начальной загрузки, когда

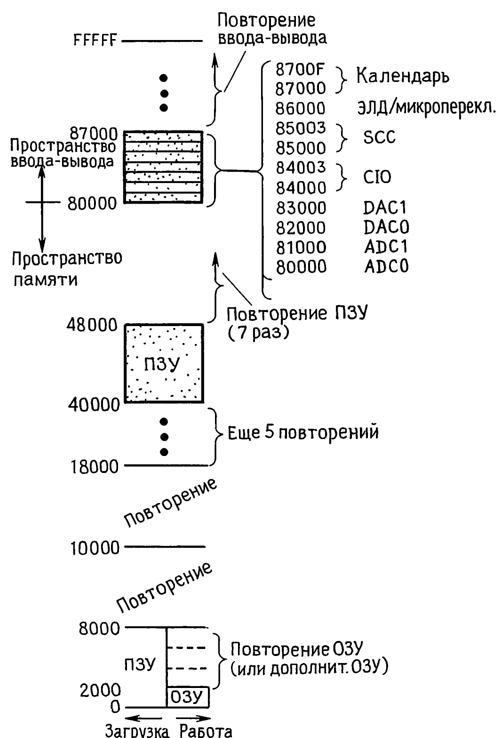


Рис. 11.11. Карта памяти.

оно замещается временным образом ПЗУ.

Однако наша схема декодирования адресов работает странным образом. Взглянем внимательно на ОЗУ. Мы игнорировали биты адреса A13–П17! В результате байт памяти с адресом, например $0000, имеет много двойников – его можно найти по адресам $2000, $4000 и вообще по любому адресу, имеющему нули в разрядах A0–A12 и A18–A19. Байт имеет множественное представление в адресном пространстве. Чтобы устранить эту неоднозначность, можно было более узко квалифицировать сигнал CS′, разрешающий работу ПЗУ, обусловив нулевое состояние бит A13–A17, но в этом нет особого смысла. Хотя наличие «призраков» памяти по всему адресному пространству может показаться свидетельством небрежности, но вреда в этом нет, и к тому же экономятся вентили. То же происходит с ПЗУ (а также и с вводом-выводом). На

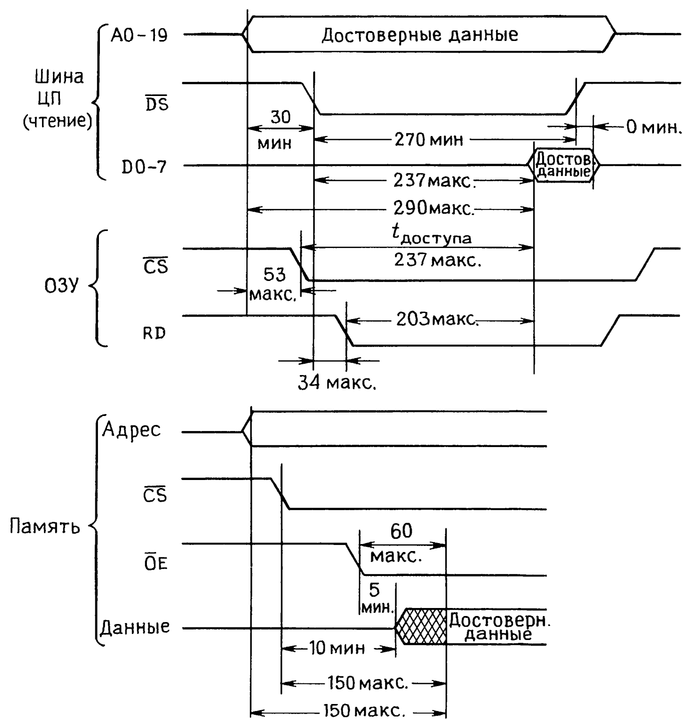


Рис. 11.12. Временные соотношения цикла чтения из памяти (статическое ОЗУ, 150 нс).

рис. 11.11 показана карта памяти[1] нашего прибора, где описанные повторения обозначены явным образом.

Разумеется, если вы захотите установить в системе дополнительную память, вам придется привлечь дополнительные адресные линии. На рис. 11.10 показано, как это можно сделать – просто подключите дешифратор 1 из 4 ('139) к двум следующим адресным линиям, активизируя его нашим сигналом разрешения ПЗУ, и без всяких хлопот вы можете добавить три блока ОЗУ. Дальнейшее расширение памяти осуществляется аналогично.

Упражнение 11.5. С помощью дешифратора 1 из 8 ('138) подключите к системе 8 блоков памяти 8K × 8.

Упражнение 11.6. Модифицируйте схему с целью подключения ОЗУ емкостью 32K × 8.

Упражнение 11.7. Теперь измените схему так, чтобы в ней работали два блока ПЗУ емкостью 64K × 8 (27512).

Упражнение 11.8. Для каждого из предыдущих упражнений нарисуйте карту памяти.

---

[1] Более точно – карта распределения адресного пространства. – *Прим. перев.*

Синхронизация памяти. Перед тем, как приступать к рассмотрению ввода-вывода, полезно обратиться к вопросу синхронизации памяти. Ранее отмечалось, что наша схема генерации сигнала DTACK не создавала состояний ожидания при обращении к памяти. Это очень хорошо, но лишь в том случае, когда память обладает достаточным быстродействием, чтобы удовлетворить временным ограничением циклов чтения и записи на рис. 11.4. Но так ли это в действительности? Чтобы получить ответ на этот вопрос, надо начать с временной диаграммы МП 68008, затем вычесть наихудшие значения задержек «склеивающих» схем и посмотреть, сколько времени остается на реакцию памяти. Давайте проделаем это.

На рис. 11.12 изображен цикл чтения, для которого синхронизация обычно имеет большее значение. Мы начали с временных характеристик ЦП для микросхемы в тактовой частотой 8 МГц, поскольку для нашей схемы мы выбрали именно эту частоту. Наиболее важным является вре-

менной интервал между правильным адресом ЦП и правильными данными памяти, так как этот интервал определяет максимально допустимое значение «времени доступа к адресу» со стороны памяти. В этом случае ЦП устанавливает правильный адрес по меньшей мере за 290 нс перед установкой правильных данных; соответствующее значение для DS′ составляет 237 нс. Наша схема образования сигнала CS′ для ОЗУ включает два каскада вентилей. При использовании микросхем 74HCT02 и 74HCT00 максимальные задержки составят 28 нс и 25 нс, что дает примерное значение 53 нс. В этом случае для времени доступа со стороны памяти (относительно фронта CS′) остается 290 нс − 53 нс = 237 нс. С помощью аналогичных рассуждений (предположив, что сигнал RD′ генерируется одной микросхемой 74HCT32) получаем, что память должна выставить данные не позже 203 нс после установки OE′. На рис. 11.12 также показаны наихудшие временные соотношения для самой медленной (150 нс) статической памяти (ОЗУ) с организацией 8K × 8: время доступа от фронта адреса 150 нс, от фронта CS′ 150 нс и от фронта OE′ 60 нс. Поскольку для нашей схемы допустимы значения 290 нс, 237 нс и 203 нс, соответственно, мы имеем для наиболее критичной ситуации (время доступа от CS′) запас почти 100 нс.

Мы не будем останавливаться на аналогичных рассуждениях для цикла записи, который в этом отношении является еще менее критичным. Очевидно, что с ОЗУ не возникает трудностей синхронизации, даже при использовании самой медленной памяти и при отсутствии состояний ожидания ЦП.

К сожалению, того же нельзя сказать про ПЗУ, которые обычно оказываются медленнее ОЗУ. Например, выпускаемые РПЗУ 32K × 8 характеризуются стандартными значениями времени (от адреса до данных или от CS′ до данных) 150 нс, 200 нс и 250 нс. Приведенные выше выкладки сохраняют свое значение, но надо увеличить задержку CS′ на 6 нс, так как изменяется логика образования этого сигнала. В результате только два более быстрых варианта РПЗУ удовлетворяют условию максимальной задержки 231 нс от CS′ до данных и могут использоваться в нашей схеме при отсутствии состояний ожидания. Вместо того, чтобы отбирать быстрые ПЗУ, можно было поставить более быструю «склеивающую» логику, например, 74ACT или 74F; это дало бы возможность использовать ПЗУ с временем 250 нс. В действительности эти ПЗУ скорее всего будут работать в нашей схеме при любой логике, поскольку вычисления, выполненные на основе предельных временных характеристик, обычно дают результаты с большим запасом. Предельные значения достигаются при наихудшем сочетании температуры, напряжения питания, емкостной нагрузки и качества конкретной микросхемы; наши наихудшие условия предполагали значение напряжения питания 4,5 В, температурный диапазон от −40 °C до +85 °C, и неестественно высокую емкостную нагрузку 50 пФ. Если, однако, вы хотите быть уверенным в надежной работе аппаратуры, особенно в случае выпуска крупных серий приборов, следует вести расчеты по предельным значениям.

Периферийные цепи. В нашем приборе предусмотрено 9 периферийных устройств, поэтому в качестве «адресного коммутатора» мы использовали дешифратор «1 из 8» ('138); один из портов ввода-вывода разделяется ЭЛД-индикатором и набором микропереключателей. Сигналом разрешения дешифратора служит установка A19, что переводит нас в пространство ввода-вывода (верхняя половина адресного пространства); работа дешифратора запрещается на время цикла подтверждения прерывания, как это было объяснено ранее. К дешифратору подводятся линии A12–A14, в результате чего периферийные устройства имеют адреса $80000, $81000, $82000 и т. д.; оставшиеся старшие линии адреса мы игнорировали, как и при подключении памяти, в результате чего адреса периферийных устройств многократно появляются в адресном пространстве. В сущности, каждый адрес, превышающий 80000, до самого последнего адреса $FFFFF (а это полмиллиона адре-

сов), отвечает какому-то периферийному устройству!

Упражнение 11.9. Расшифруйте это последнее утверждение, определив, сколько раз в точности каждое периферийное устройство появляется в адресном пространстве. После этого напишите общее выражение для адресов ЭЛД-индикатора, используя крестик (x) для тех бит, значение которых не влияет на результат дешифрации.

Упражнение 11.10. Единственным реальным недостатком нашей схемы неполной дешифрации адресов является использование понапрасну полмегабайта адресного пространства для обращения к десятку пустяковых периферийных устройств, в то время как большую часть этого пространства можно было бы отвести под память. Покажите, как следует дешифровать адреса ввода-вывода, если большую часть адресного пространства 1 Мбайт предполагается отвести под память. Наши 8 портов должны отображаться на адреса $FF000, $FF100, ... $FF700 и не отзываться при обращении по меньшим адресам. Теперь можно установить ОЗУ объемом 1 Мбайт, однако при обращении по адресам портов ввода-вывода будут активизироваться и ввод-вывод, и память Найдите способ разрешить эту проблему.

Заметьте, что поскольку микросхема '138 игнорирует и младшие адресные сигналы, каждому периферийному устройству назначается целый набор смежных адресов. Некоторые устройства содержат несколько внутренних регистров, и для обращения к ним мы используем несколько младших линий адреса. Вы можете считать, что дешифратор отзывается на базовый адрес периферийного устройства. Рассмотрим теперь конкретные устройства ввода-вывода в нашем приборе.

ЭЛД и микропереключатели. Это простейшие из портов. При выводе матрица ЭЛД управляется 8-разрядным регистром из D-триггеров, для которого тактовым является сигнал декодирования адреса LEDSW', объединенный с WR'. Обратите внимание на то, что стробирование выполняется срезом сигнала; это уменьшает проблемы синхронизации, связанные со временем упреждения. Мы использовали восьмиразрядный регистр '273 с бистабильными выходами (вместо более распространенной тристабильной микросхемы '574) ради входа RESET', который мы устанавливаем на время сброса процессора или начальной загрузки; в результате при запуске световая индикация отключается. Логические микросхемы семейства HCT имеют хорошие характеристики по скорости насыщения и выходному току (8 мА при выходном напряжении 4,5 В), что дает возможность использовать заземленную матрицу ЭЛД (с микросхемами семейства LS начальный уровень ЭЛД должен быть +5 В); это очень удобно, так как диоды индицируют единицы, а не нули. Выбранная нами матрица ЭЛД имеет встроенные резисторы, ограничивающие ток до 6 мА. Заметьте, что один из битов порта ЭЛД управляет твердотельным реле переменного тока. Эти реле легко запускаются логическими уровнями (гарантированное напряжение срабатывания 3В, сопротивление нагрузки 1,5 кОм), и, кроме того, они переключаются при нулевом напряжении (см. разд. 9.08 и 9.10). Заметьте также, что строб-сигнал WRITE порта ЭЛД выполняет дополнительную функцию, сбрасывая триггер BOOT при своей первой установке; после сброса триггера порт ЭЛД можно использовать по своему усмотрению.

Организация порта микропереключателей также не сложна. На выходе использован трехстабильный 8-разрядный инвертирующий буфер '240, управляемый уровнями от микропереключателей с принудительной установкой верхнего уровня. Разрешающим сигналом буфера служит тот же сигнал декодирования адреса LEDSW', на этот раз объединенный с RD'. Другими словами, если вы записываете по адресу $86000, данные индицируются на ЭЛД; если вы читаете, то считывается байт, характеризующий установку микропереключателей. Поскольку мы использовали инвертирующий буфер, замкнутый переключатель считывается как 1, а не 0.

АЦП и ЦАПы. Эти порты устроены так же просто. Обе микросхемы конвертеров являются «комплексными», со встроенными таймерами и опорными источниками. АЦП AD670 удовлетворяет протоколу сигналов R/W' и DS', поскольку снабжен входами направления и разрешения кристалла. Запись (разрешение микросхемы осуществляется низким уровнем R/W') начинает преобразование, в то время как чтение позволяет получить результирующий байт. В цикле записи АЦП фиксирует два бита данных: BPO/UPO' управляет

диапазоном входных сигналов (высокий уровень – биполярный сигнал, низкий – однополярный), а FMT определяет формат цифрового выхода (высокий – дополнение до двух, низкий – беззнаковое двоичное представление). Выходной сигнал DONE говорит об окончании преобразования; мы отказались от использования этого сигнала, потому что, как нам кажется, проще выполнить несколько команд NOP в течение времени преобразования (длительность которого не превышает 10 мкс), чем организовывать опрос флага. Микросхема AD670, как большинство периферийных микросхем, не отличается быстротой реакции в своей интерфейсной части. Ей требуется строб CE′ по меньшей мере длительностью 300 нс в цикле записи, в цикле же чтения время доступа с момента установки CE′ составляет 250 нс. Обратившись к рис. 11.4, вы увидите, что эти величины не удовлетворяют требованиям временной синхронизации МП 68008 в случае нормального (без состояний ожидания) цикла магистрали. Однако при двух состояниях ожидания (которые наша схема генерирует для всех адресов от $80000 и выше) все согласуется: сигнал DS′ в цикле записи получает длительность 390 нс, а в цикле чтения он должен поддерживаться в установленном состоянии в течение 487 нс.

ЦАП AD558 также является комплексным конвертером; ему требуется единственное напряжение питания +5В, а на выходе образуется сигнал напряжения. В микросхему можно только записывать, поэтому мы использовали строб WR′ для разрешения микросхемы, а сигнал декодирования адреса – для выбора микросхемы. Здесь также временные соотношения не будут удовлетворяться при отсутствии состояния ожидания: AD558 требует наличия данных за 200 нс до среза сигнала CE′, а минимальная длительность CE′ составляет 150 нс. Без состояний ожидания вы получите только 180 нс и 140 нс, соответственно; два состояния ожидания увеличат эти интервалы до удовлетворительных значений 430 нс и 390 нс.

Последовательный и параллельный порты. Типичными представителями периферийных БИС являются микросхемы Zilog 8530 SCC (последовательный порт) и 8536 CIO (параллельный порт и таймер). Такого рода микросхемы отличаются необычной гибкостью и умопомрачительным количеством рабочих режимов, программируемых путем засылки управляющих байтов во внутренние регистры. Некоторые из этих микросхем по сложности приближаются к микропроцессорам (см. рис. 11.13), и чтобы научиться программировать их работу, вам придется затратить немало времени.

Хотя периферийные БИС обычно разрабатываются под конкретные микропроцессоры, общность их характеристик позволяет использовать микросхемы, предназначенные для поддержки определенного семейства микропроцессоров, с процессорами других фирм. Микросхемы Zilog 85*xx* претендуют на роль универсальных, «магистрально-независимых» периферийных устройств, хотя при использовании их с МП 68008 возникает некоторая несовместимость в отношении строба RD′, которую мы снимем, образовав задержанный строб RD′.

Рассмотрим сначала параллельный порт/ /таймер 8536. В нем используется пара стробирующих сигналов RD′ и WR′, а также сигнал разрешения входа CE′ (который, как и обычно, поступает с выхода дешифратора адреса). Кроме того, на соответствующий вход микросхемы подаются тактовые сигналы для синхронизации таймера и управления внутренней логикой. Микросхема 8536 включает цепи полностью векторизуемых прерываний с подтверждением, выставляющие вектор на линии данных в течение цикла подтверждения прерывания. Реализация всех этих излишних для нас возможностей требует использования приоритетной цепочки, связывающей устройства (с помощью входного сигнала IEi и выходного IEO), а также входа INTACK′, управляющего установкой (программируемого) вектора. Мы же ограничимся выходным сигналом INT′ для организации запроса прерывания. Из состава интерфейсной шины к параллельному порту подключаются линии данных D0–D7, а также адресные

Рис. 11.13. Структурная схема последовательного порта Zilog 8530. Примечание: BR – запрос шины; FIFO – «первым вошел, первым вышел»; TxD – сигнал передачи; RxD – сигнал приема; NRZI – кодирование без возвращения к нулю с инверсией; CRC – контроль циклическим избыточным кодом; DPLL – фазовая автоподстройка частоты; SDLC – синхронное управление линиями передачи данных.

линии (A0, A1) для адресации внутренних регистров; использование двух младших адресных линий приводит к отображению внутренних регистров на адресное пространство, начинающееся с базового адреса. В нашем случае внутренние регистры располагаются по адресам $84000–$84003. Число адресных выводов наводит на мысль, что в микросхеме имеются 4 внутренних регистра, что, однако, весьма далеко от истины: фактически порт содержит 41 регистр для записи и 48 регистров для чтения! (Мы же предупреждали, что программирование этих микросхем – кошмарное занятие!) Для доступа к регистрам вы сначала записываете в «управляющий» регистр по адресу база + 3 ($84003) байт, содержащий адрес требуемого регистра данных, а затем читаете из или записываете в выбранный регистр. В отличие от этого регистры данных параллельного порта допускают непосредственную адресацию, и в них записывают или из них читают прямо по адресам база, база +1 и база +2.

На рис. 11.14 показаны временные диаграммы циклов чтения и записи, позволяющие рассмотреть проблемы синхронизации строба RD′. Спецификации микросхемы 8536 дают минимальное значение интервала между установкой адресных сигналов A0–A1 и фронтом строба RD′ (время упреждения) 80 нс. В спецификациях также определяется время отклика, как обычно, довольно большое – бедняге 8536 требуется 255 нс для выдачи данных; длительность же сигнала RD′ должна составлять 390 нс (минимум). С большим временем отклика мы уже умеем бороться с помощью состояний ожидания. Однако состояния ожидания не решат проблему с временем упреждения адреса по отношению к RD′ (из рис. 11.4 видно, что сигнал DS′ может появиться всего лишь через 30 нс после установки правильного адреса). Чтобы все работало правильно, мы должны задержать RD′ на один такт ЦП: это легко сделать с помощью того же сдвигового регистра, который генерирует сигнал DTACK′. Мы просто образуем логическое И «быстрого» строба RD′ и (инвертированного) вы-

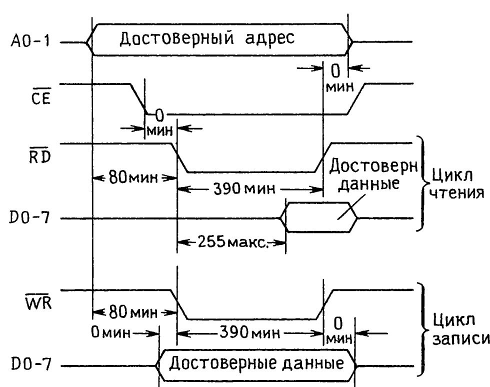


Рис. 11.14. Синхронизация параллельного порта Zilog 8536.

ходного сигнала Q_0 сдвигового регистра, который не устанавливается до перепада тактового сигнала ЦП между состояниями S3 и S4. В результате образуется задержанный строб RD′ (который мы назвали DELRD′), начинающийся на один такт позже (в тот же момент, что и нормальный DS′ цикла записи). Описанная процедура предоставляет порту дополнительные 125 нс для упреждения адреса (в сумме 155 нс). Генератор состояний ожидания по-прежнему вводит два состояния ожидания, что делает полную длину цикла достаточной для медленных периферийных устройств.

К счастью, для сигнала WR′ не требуется аналогичная схема, потому что МП 68008 предусмотрительно увеличивает время упреждения на один такт для циклов записи (обратите внимание на задержку сигнала DS′ в цикле записи на рис. 11.4), а для микросхемы 8536 требуется то же значение времени упреждения (80 нс, см. рис. 11.14).

Интерфейс последовательного порта 8530 выглядит почти так же. Отличие заключается лишь в том, что адресные входы, выбирающие внутренние регистры, называются по-другому. Сигнал A0 подается на вход A/B′ (выбирающий канал A или B сдвоенного порта), а сигнал A1 – на вход D/C′ (который выбирает регистры данных или управления). Эта микросхема тоже не обижена регистрами: в ней имеются в каждом канале 16 регист-

ров для записи и 9 регистров для чтения; доступ к ним осуществляется так же, как и в микросхеме 8536, в два этапа.

Тактовая частота 8530 может достигать 6 МГц; мы выбрали частоту 4 МГц, которая позволяет установить скорость передачи до 9600 бод. Асинхронные линии данных TxD и RxD работают с уровнями ТТЛ-логики, а не с биполярными сигналами стыка RS-232 (см. разд. 9.14 и 10.19). Большинство драйверов стыка RS-232 (например, классическая микросхема 1488) требуют двух источников питания, что для нашей системы, которая целиком питается от единственного источника +5В, будет как бельмо на глазу. К счастью, сейчас доступны искусные микросхемы, содержащие емкостные преобразователи напряжения. Эта методика была предложена фирмой Maxim в серии микросхем MAX232; она используется также в микросхемах LT1080 фирмы LTC. Заметьте, что выход запроса прерывания с открытым стоком объединен по схеме проводного ИЛИ с соответствующим выходом микросхемы календаря-часов, так что возбуждение любого выхода приводит к автовекторизуемому прерыванию уровня IPL1. Обработчик прерывания этого уровня должен определить источник прерывания с помощью процедуры опроса, выполняя программное чтение регистра состояния каждого устройства. Соответствующая программа будет описана ниже.

Календарь-часы. Это последняя из использованных в нашем приборе периферийных БИС, и с ней тоже не все просто. Интерфейс этой микросхемы с магистралью практически такой же, как у микросхем Zilog: пара стробов «типа Intel» (RD′, WR′) и 4 бит адресации внутренних регистров. Здесь могут возникнуть и те же проблемы с синхронизацией сигнала RD′. Мы говорим «могут», потому что спецификация микросхемы недостаточно однозначна: в ней указывается «типичное» время упреждения от сигналов адреса до RD′ (100 нс), но не дается минимального значения. Что имели в виду авторы, мы не знаем, но лучше не рисковать. Поскольку задержанный строб DELRD′ у нас уже есть, давайте используем его. Микросхема ICM7170 представляет собой современную БИС календаря-часов с внутренней схемой переключения питания; вы просто привешиваете к ней трехвольтовую литиевую батарейку, как показано на рис. 11.10. Прежние варианты календаря-часов требовали от вас обеспечения заданного порядка сброса управляющих сигналов при выключении, но микросхема 7170 берет на себя заботу и об этом. Конечно, бесполезно обращаться к микросхеме, если питание +5В выключено; батарейка лишь поддерживает безостановочный ход часов в периоды спячки, так что схема просыпается с ясной головой и острым чувством времени.

Цепи питания. Закончив разработку схемы прибора, уже не хочется обременять себя такими деталями, как питание и заземление. Не поддавайтесь этому искушению. Наша схема использует «5-вольтовую логику», что на практике часто означает 5 В ± 5% (в нашем примере ЦП и некоторые периферийные микросхемы требуют напряжения питания от +4,75 В до +5,25 В). Далее, в цепях питания не должно быть больших импульсных выбросов, избавиться от которых можно с помощью щедрого использования керамических конденсаторов 0,1 мкФ с некоторой добавкой танталовых электролитических конденсаторов большей емкости. Крайним случаем «большого выброса» является угрожающее перенапряжение, могущее возникнуть из-за отказа последовательных стабилизаторов напряжения в цепи питания +5 В. На этот случай стоит предусмотреть схему автоматического шунтирования источника питания при перенапряжении – либо на основной плате, либо в самом источнике питания. Выбирая источник питания, учтите, что микропроцессорная плата может легко потреблять 1А и более, а по печатным проводникам, питающим вставные платы, может протекать и много ампер. Поэтому заранее запланируйте токонесущие печатные проводники достаточно большого сечения, а также сильноточные соединительные разъемы.

Как было показано в разд. 9.11, особую

важность представляют заземляющие проводники как на самих печатных платах, так и между ними. Эти проводники должны иметь минимальную индуктивность. Лучше всего отвести под них один слой многослойной печатной платы, хотя «решетчатое» заземление на двухслойной плате часто дает удовлетворительные результаты (подробнее об этом в следующей главе). Наконец, последний совет касается схемы сброса при включении питания. RC-цепочка (с диодом), изображенная на рис. 11.10, заманчиво проста, однако она не будет отзываться на короткие броски напряжения, достаточные для нарушения работы выполняемой программы. Если микропроцессор встроен в прибор, то результатом будут сбои в работе прибора, причем для восстановления его работоспособности вам придется каждый раз выключать и снова включать питание! Мы сталкивались с таким явлением и в промышленном оборудовании, и в собственных разработках. Самое надежное – использовать хорошую современную схему сброса, например серии MAX690 фирмы Maxim.

Разделавшись с аппаратным конструированием, которое оказалось совсем несложным, перейдем к действительно твердому орешку – программированию.

Разминка: сварим яйцо. Наш усреднитель сигналов потребует весьма сложного комплекса программ, как это обычно и бывает в мире задач реального времени. Внимательное чтение последующих разделов вознаградит читателей, собирающихся разрабатывать собственные микропроцессорные системы, так как они смогут детально познакомиться с большинством особенностей программного обеспечения аппаратуры, управляемой микропроцессором.

Перед тем, однако, как нырнуть в море, полное акул, давайте намочим ноги в мелкой луже простого (и несколько легкомысленного) примера программы для нашей микропроцессорной системы общего назначения. Компьютеры, вообще говоря, предназначены для избавления нас от рутинной работы. Пусть наш прибор каждое утро в 8 часов в течение 5 минут варит нам яйцо!

Представим, что твердотельное реле (рис. 11.10) подключено к небольшому кипятильнику, опущенному в чашку с сырым яйцом. Рассмотрим программу 11.2.

Для упрощения программы будем считать, что компьютер запущен и календарь-часы установлены. (В дальнейшем мы рассмотрим, как выполнить эти малоинтересные, но немаловажные действия!) Программа начинается с засылки нулевого байта в порт ЭЛД, чтобы выключить кипятильник; далее календарь-часы устанавливаются в 24-часовой режим при вык-

Программа 11.2

```
        ; Варить яйцо 5 мин в 8 ч. утра ежедневно
        ; Считаем, что компьютер включен, календарь-часы установлены
        CLR.B     $86000            ; Сбросим ЭЛД и реле
        MOVE.B    #$0C, $87011      ; 24-часовой режим, без прерываний

wake:   MOVE.B    $87001,D0         ; Получим время--цифры часов
        CMP.B     D0,#8             ; 8 утра?
        BNE       wake
        MOVE.B    #$FF,$86000       ; Да. Начнем варить яйцо, зажжем все ЭЛД

cook:   MOVE.B    $87002,D0         ; Получим цифры минут
        CMP.B     D0,#5             ; Варилось 5 мин?
        BNE       cook
        CLR.B     $86000            ; Да. Прекратим варку, выключим все ЭЛД

wait:   MOVE.B    $87001,D0         ; Получим цифры часов
        CMP.B     D0,#8             ; Уже 9?
        BEQ       wait
        BRA       wake              ; Да. Будем ждать завтрашнего яйца
```

люченных прерываниях. После этого программа входит в цикл ("WAKE", пробуждение) непрерывного опроса цифры часов в микросхеме календаря-часов, пока не будет прочитана цифра «8»; в этот момент в порт ЭЛД посылается байт, заполненный единицами, в результате чего включается кипятильник и загораются все ЭЛД.

Далее программа входит во второй цикл ("COOK", кипячение) непрерывного опроса цифры минут в микросхеме календаря-часов, пока не будет прочитана цифра «5»; в этот момент в порт ЭЛД посылается нулевой байт, выключающий кипятильник и гасящий ЭЛД. Наконец, программа переходит к третьему циклу ("WAIT", ожидание) опроса, как и в первом цикле, цифры часов, пока она не перестанет быть «8». В этот момент осуществляется безусловный переход в первый цикл ожидания 8 часов (уже завтрашних).

Мы привели эту скороспелую программу только для того, чтобы показать, как просто она может выглядеть. Не перенимайте наш стиль – многое мы сделали грубо, экономя место и не желая вдаваться в пояснения. В более совершенной программе мы могли повысить «интеллектуальный уровень» таймера, например, заставив один из портов АЦП фиксировать момент закипания воды; именно в этот момент следовало начать отсчет времени кипячения яйца, а можно было ради экономики электроэнергии еще и выключить кипятильник! Естественно также предусмотреть ввод, с помощью кнопки NMI, времени пробуждения, длительности кипячения и т. д. Порт ЦАП можно использовать для индикации времени, возможно, в виде «живых цифр», в то время как другой порт ЦАП (подключенный к динамику в подушке) мягко будит вас, тихо рассказывая что-то задушевное под аккомпанемент записанной в память мелодии ..., но мы отклонились от темы.

Ну что же, пора нырять!

11.06. Программирование: определение задачи

Самый верный способ напрасно потерять время и запутаться раньше, чем вы сделаете что-нибудь полезное – это начать программировать, не определив заранее, что именно вам надо. Это особенно справедливо, если вы программируете прикладной контроллер на языке ассемблера, потому что программа на языке ассемблера сама по себе не отличается ясностью построения, которую ей дает структурированный язык высокого уровня; более того, желая оптимизировать действия программы в реальном времени, вы вынуждены прибегать к разного рода хитроумным приемам и относительно туманным алгоритмам. В результате ваша программа – с переходами и ветвлениями, с разделением функций между главной программой и обработчиками прерываний, с программными флагами, модифицируемыми в самых неожиданных местах, с управляющими байтами для периферийных устройств и многим другим – ваша программа быстро превращается в ужасающую мешанину, особенно если на полдороги вы все еще не представляете целиком свою задачу. Как и при покраске дома, приготовления могут занять больше времени, чем сама работа, но в итоге оказываются оправданными.

Разрабатываемый нами усреднитель сигналов является удачным примером. Он не относится к числу очень сложных приборов, однако беглый взгляд на структурную схему обработчика прерываний, приведенную на рис. 11.21, должен убедить вас, что не так уж просто разобраться в установке и чтении флагов и сигналов, изменении векторов прерываний в реальном времени и вообще в порядке выполнения программных строк. Так что стоит потратить время и разобраться, как же должен функционировать наш прибор.

Что такое усреднитель сигналов? Усреднитель сигналов, иногда называемый многоканальным накопителем, предназначен для повышения качества (т. е. увеличения отношения сигнал/шум) периодического аналогового сигнала, неизбежно

смешанного с непериодическим шумом (или сигналами помех). Повышение качества осуществляется путем измерения значений сигнала много раз в течение каждого периода, занесения этих выборочных значений в набор последовательных «ящиков» или каналов и затем сложения в каждом канале соответствующих выборок от многих периодов входного сигнала. Другими словами, сигнал складывается сам с собой по модулю его периода. Как будет показано в разд. 15.13, такая процедура повышает отношение сигнал/шум для сигнала, накапливающегося в каналах, потому что суммарное значение (периодического) сигнала растет линейно со временем, а флуктуации (случайного) шума растут только как квадратный корень из времени. Будем называть каждый последовательный период накопления значений в ячейках «разверткой»; типичный сеанс накопления данных может состоять из нескольких тысяч разверток.

Хороший усреднитель сигналов постоянно показывает на экране дисплея накопленную форму сигнала (хранящуюся в 1000 или около того каналов) и предоставляет вам широкий выбор ширины каналов («задержки на ячейку»), режимов запуска, масштаба изображения и т. д. Многие из этих возможностей мы реализуем в нашей разработке, однако далеко не все, иначе описание прибора выйдет за рамки главы. Из всего многообразия возможностей мы отобрали набор функций, который позволит продемонстрировать весь диапазон программных приемов и компромиссных решений, но и не даст нам унестись на крыльях мечты в царство идеальных усреднителей сигналов.

Характеристики. По причинам, которые будут описаны позже, мы решили снабдить прибор обычной управляющей (передней) панелью с надписанными переключателями вместо того, чтобы использовать современную методику с клавиатурой и экранными меню. В результате наш усреднитель выглядит, как обычный прибор такого рода, а его органы управления имеют предопределенные функции и диапазоны. Продумывая план этой главы, мы в действительности начали с того же, с чего начинаем сейчас – с выбора реализуемых функций и диапазонов настройки.

Мы решили ограничиться фиксированным числом каналов (256) с широким диапазоном их ширин. Поскольку усреднитель сигналов используется для исследования периодических явлений двух видов – с собственным внутренним периодом (например, океанские приливы) и запускаемых периодически нами (например, нервные импульсы или резонансные явления), мы предусмотрели два режима развертки: с внешним запуском, когда прибор ждет внешнего сигнала, чтобы начать цикл развертки, и с автозапуском, когда циклы развертки следуют друг за другом непрерывно. Далее, мы предусмотрели два способа завершения процедуры усреднения сигнала: по определенному заранее числу разверток и по нажатию на кнопку «стоп». В последнем случае усреднение завершается после окончания очередной развертки. Для наблюдения усредненного сигнала на экране ЭЛТ (с непрерывным обновлением изображения) мы формируем аналоговые X и Y сигналы (вместе с сигналом подсветки Z). При этом масштаб изображения можно изменять в широких пределах умножением на 2^n; имеется также режим «автомасштабирования», в котором данные непрерывно пересчитываются (нормализуются) в соответствии с числом выполненных разверток. Наконец, на управляющую панель выведены ЭЛД, индицирующие состояние (ожидание, развертка) и логические выходные сигналы, характеризующие наличие развертки и конец развертки. Ниже приведены характеристики нашего усреднителя сигналов.

Диапазон аналогового входного сигнала: ±5В

Число каналов: 256

Внутреннее представление: 32-разрядные целые со знаком

Ширина канала: от 100 мкс до 1 с, с интервалами 1-2-5

Накопление: конечное суммирование (сумма 100 мкс – выборок)

Определяемое заранее число разверток: от 1 до 20000, с интервалами 1-2-5

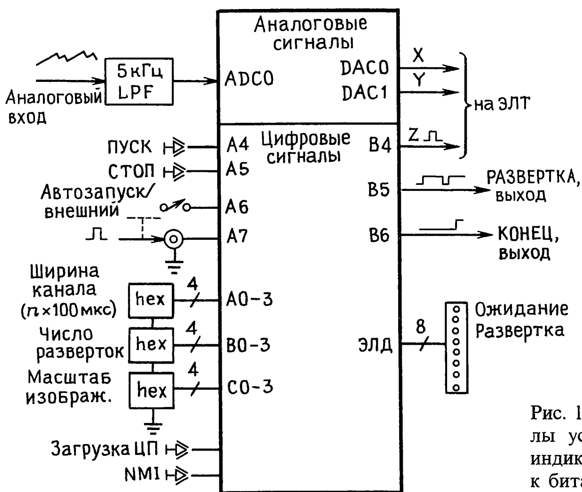


Рис. 11.15. Входные, выходные и управляющие сигналы усреднителя сигналов. «ЭЛД» обозначает порт индикации (см. рис. 11.10); «А», «В» и «С» относятся к битам параллельного порта 8536.

Режимы развертки: внешний запуск; периодический (автозапуск)

Режимы наблюдения: с выбором масштаба (изображение, выходящее за верхнюю границу экрана, переносится вниз); с автомасштабированием

Масштаб изображения: от 1 до 16К входного диапазона, ступенями с умножением на 2

Входы: аналоговый сигнал, внешний запуск развертки

Выходы: X, Y, Z (на ЭЛТ), РАЗВЕРТКА, КОНЕЦ

Дополнительное управление: ПУСК, СТОП, СБРОС (перезагрузка)

На рис. 11.15 показаны входные и выходные сигналы микропроцессорной платы. Для всех цифровых сигналов мы использовали параллельный порт 8536, причем направление и полярность сигналов соответствующим образом программируются; все цифровые входы, на которые поступают сигналы от органов управления, должны быть подключены через резисторы к уровню +5В и заземляться при замыкании ключа. В схемах устранения дребезга нет необходимости, поскольку дребезг мы устраним программно.

Аналоговый фильтр имеет особое значение и заслуживает некоторых пояснений. Если вы получаете короткие периодические выборки значений непрерывного аналогового сигнала с частотным спектром конечной ширины (при максимальной частоте, присутствующей в сигнале, f, вы сохраняете входную информацию лишь если выборки следуют с частотой $2f_{\text{макс}}$ и более. Если же этот критерий Найквиста не удовлетворяется, происходят странные вещи; конкретно, на рис. 11.16 показано явление возникновения побочной низкочастотной составляющей в результате субдискретизации, когда частоты, близкие к частоте дискретизации $f_д$, отображаются на низкочастотную область. Для устранения этого явления входной сигнал следует пропускать через низкочастотный фильтр с граничной частотой $f_д/2$ или меньше.

Это вроде бы просто, но как быть с тем обстоятельством, что ширина канала и, следовательно, частота дискретизации в нашем усреднителе перестраивается? Можно установить на входе регулируемый фильтр низких частот (например, фильтр с коммутируемыми конденсаторами и программно управляемой тактовой частотой) и настраивать его согласно ширине канала; это допустимо, так как если вы

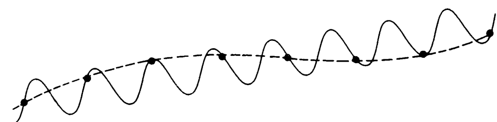


Рис. 11.16. Возникновение побочной низкочастотной составляющей в результате субдискретизации.

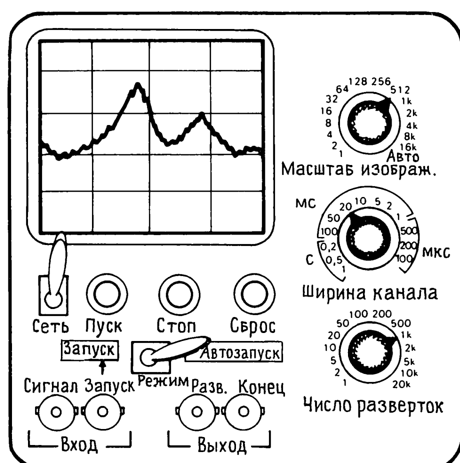


Рис. 11.17. Передняя панель усреднителя сигналов.

выбираете большую ширину канала, высокие частоты вас все равно не интересуют. Однако можно поступить проще. Заметьте, что при интегрировании (усреднении) сигнала в течение ширины канала вы получаете низкочастотный фильтр с автоматической регулировкой. По этой причине на входе усреднителя сигналов иногда устанавливают преобразователь напряжения в частоту (микросхема высокой степени интеграции). Мы используем, в сущности, тот же подход: дискретизация аналогового входного сигнала всегда осуществляется на частоте 10 кГц (при этом для устранения наложения спектров входной сигнал фильтруется низкочастотным фильтром с граничной частотой 5 кГц, соответствующей частоте дискретизации); при больших периодах дискретизации осуществляется эффективное интегрирование сигнала за счет сложения соответствующего числа последовательных отсчетов. На рис. 11.17 показано, как могла бы выглядеть передняя панель прибора.

Отсутствующие возможности. Полезно пояснить, что именно мы не включили в нашу разработку, и почему. Мы не поддались повальному увлечению экранными меню по следующим причинам. Во-первых, приборы с управлением от клавиатуры нас часто раздражают, так как все они работают по-разному, и вам приходится постоянно переучиваться. Во-вторых, они замедляют вашу работу – для того лишь, чтобы переключать шкалу, вам надо набирать команду на клавиатуре. Наконец, управление от клавиатуры с помощью экранных меню требует разработки программ анализа введенных строк и формирования на экране изображения меню – программ, не представляющих интереса с педагогической точки зрения. Поэтому мы решили считывать состояния органов управления на передней панели с помощью параллельного порта; это быстрая и простая операция, хотя она ограничивает возможности выбора режимов и уменьшает универсальность прибора.

Можно перечислить еще целый ряд дополнений, которые улучшили бы наш прибор, но мы от них отказались, чтобы не усложнять описываемую здесь программу. Можно было предусмотреть второй аналоговый вход (микросхема 670 содержит два АЦП), переменное число ячеек, несколько «банков» памяти для хранения данных, цифровые выходы для индикации номера текущей ячейки, а также аналоговые сигналы, пропорциональные номеру ячейки (для контроля аналоговых величин). Это все довольно очевидные, но не принципиальные усовершенствования; более важной является возможность пересылать накопленные данные в микроЭВМ, для чего лучше всего использовать один из последовательных портов.

Даже в рамках выбранной нами конструкции можно было ввести дополнительные режимы. В частности, микропроцессорная система с аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями значительно выиграет при включении в нее аналоговых мультиплексоров, позволяющих связать выходы ЦАП со входами АЦП. В этом случае вы сможете выполнять программное тестирование всех преобразователей в качестве элемента общей процедуры тестирования при включении питания (куда также входит проверка памяти, портов и т.д.). Можно даже проверять, с помощью АЦП, напряжение (я) источника питания.

Упражнение 11.11. Покажите, как это сделать, если ко входам АЦП подключены аналоговые мульти-

плексоры. Вам потребуется предусмотреть адрес порта, по которому из ЦП будут направляться команды выбора мультиплексора.

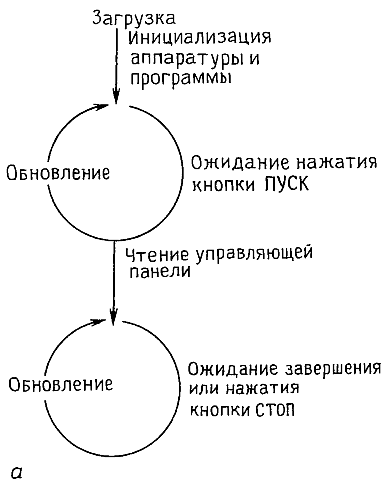
11.07. Программирование: детали

Обзор. Программы обычно сложны. Программы реального времени на языке ассемблера сложны всегда. Однако вместо того, чтобы рассматривать упрощенную программу, которая в действительности работать не сможет, мы собираемся привести реальную законченную программу, годную для использования в нашем приборе, во всем ее великолепии (и безобразии). Чтобы помочь вам в ней разобраться, мы будем рассматривать ее постепенно, слой за слоем. Лучше всего воспользоваться методом «нисходящего проектирования», когда сначала определяются основные функции программы, порядок их выполнения и протокол обмена информацией между основными модулями программы. После этого можно перейти к структурным схемам конкретных программных модулей. Наконец, пишутся реальные программные строки на языке ассемблера.

Замечание: дальнейшее описание насыщено деталями. Читатели, желающие получить лишь общее представление, могут опустить обсуждение вопросов программирования, перейдя сразу к разд. 11.08 или 11.09.

На рис. 11.18 изображена общая структура, сильно упрощенная. В ОЗУ мы организовали три массива: массив DATA из 256 32-разрядных («длинных») целых чисел для хранения текущих данных для каждого канала; массив NORM из 256 16-разрядных («слова») целых чисел для хранения количества полных разверток для каждого канала, что нужно для нормализации данных в режиме автомасштабирования; и, наконец, массив DISPLAY из 256 байт для хранения данных, непрерывно поступающих на дисплей. Основные функции программы заключаются в следующем: добавление в массив DATA новых данных из АЦП при одновременной модификации массива NORM; масштабирование этих длинных чисел с преобразованием их в байты массива (в режиме автомасштабирования – с использованием массива NORM, а при ручном задании масштаба – путем сдвига); непрерывный вывод этих байтов на экран.

Общая последовательность работы программы выглядит следующим образом. При включении питания ЦП активизирует процедуру начальной загрузки и начинает выполнять программу, записанную в ПЗУ (причем временный образ ПЗУ в самом начале адресного пространства



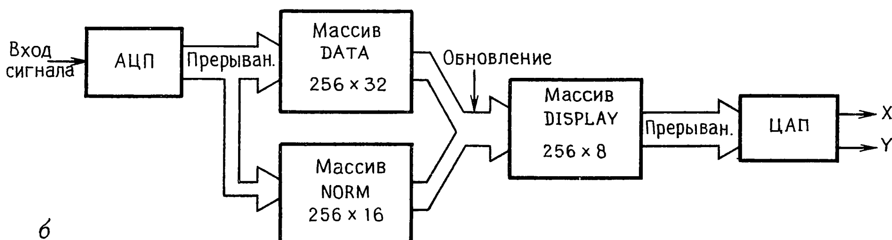


Рис. 11.18. Программирование: общая структура.

содержит вектор перехода на истинное расположение ПЗУ, как это было объяснено в разд. 11.05). Инициализируются, при необходимости, периферийные микросхемы (посылкой соответствующих байтов в их управляющие регистры); кроме того, программа должна инициализировать массивы, указатели, начальные значения переменных и проч. Приборы вроде нашего характеризуются несколькими возможными состояниями (ожидания сигнала ПУСК, накопления данных и т. д.); мы начинаем с состояния ожидания нажатия кем-нибудь кнопки ПУСК. Однако прибор и в этом состоянии живет, выводя на экран данные, которые мы инициализировали нулями.

При нажатии кнопки ПУСК программа начинает с того, что считывает состояние органов управления на управляющей панели, чтобы получить параметры для своей работы. Затем программа переходит в режим приема данных (в соответствии с параметрами, введенными с управляющей панели), выдавая одновременно на экран текущие значения усредненного сигнала. После завершения заданного числа разверток или обнаружив нажатие кнопки СТОП, программа опять входит в режим ожидания.

Синхронизация; программное управление и управление от прерываний.

Наиболее важная задача – обеспечить выполнение АЦП преобразований каждые 100 мкс и накопление получаемых данных в массиве DATA. Следующая по важности задача – регенерация дисплея с частотой по меньшей мере 40 Гц, чтобы избежать мерцания. Менее важной является задача обновления по мере изменения содержимого массива DATA также и массива DISPLAY.

Вы можете подумать, что наиболее важная задача должна решаться средствами основной (зацикленной) программы, задачи же менее важные могут время от времени отнимать время процессора с помощью прерываний. Однако это не так. Прерывания имеют приоритет по отношению к текущей программе, поэтому срочные задачи должны выполняться обработчиками прерываний, задачи же менее важные – наоборот, «главной» программой, которая получит лишь то время ЦП, которое останется от обработки прерываний. (При этом, конечно, предполагается, что процессор обрабатывает прерывания достаточно быстро. Как мы увидим, большое число регистров МП 68008 позволяет ему исключительно быстро обрабатывать прерывания; МП 68008 прямо создан для этой задачи.)

Как было показано на рис. 11.18, данные из АЦП поступают в массив DATA с помощью прерываний, создаваемых каждые 100 мкс программируемым таймером 8536. Главная программа занимается непрерывным обновлением массива DISPLAY, используя для этого подпрограмму update (обновление) (поскольку эта подпрограмма совсем не думает о том, что у нее под носом протекает интереснейший процесс сбора данных, она вынуждена проверять флаг, устанавливаемый программой обработки прерываний и свидетельствующий об окончании измерений). Мы сначала хотели включить в главную программу также и регенерацию дисплея, но этому помешало любопытное обстоятельство. С каждой парой сигналов X, Y, посылаемых на ЦАП для вывода на экран точки, надо формировать также и сигнал «оси Z» (подсветки). В разд. 10.20 было показано, как можно сформировать «программный сигнал», посылая в бит порта сначала 1, а затем 0. Сигналы оси Z должны иметь одинаковую длительность, иначе одни точки на экране будут ярче других. Если, однако, программа время от времени прерывается, невозможно гарантировать равную длительность программных сигналов.

Упражнение 11.12. Но почему?

Можно, конечно, выключать прерывания, генерировать сигнал, а затем снова включать прерывания. Это безобразное решение, поскольку в самый важный процесс регулярных выборок вносятся нежелательные задержки. Потом мы нашли лучший способ: вывод на экран одной точки выполнять, как вспомогательную задачу обработчиком прерываний. Обработчик срабатывает каждые 100 мкс, так

что полное 256-точечное изображение будет выводиться 40 раз в секунду. При этом, поскольку прерывания возникают и в том случае, когда главная программа находится в состоянии ожидания (сигнала ПУСК), изображение на экране не будет гаснуть. Наконец, такой способ содержит в себе чудесную глюковину: ведь запустив АЦП, приходится выжидать 10 мкс перед тем, как снимать с него результат преобразования; этого времени как раз хватит, чтобы послать в ЦАП пару X, Y. Другими словами, регенерация дисплея в обработчике прерываний абсолютно не требует процессорного времени!

Главная программа: инициализация. Хватит нам ходить вокруг до около. Давайте рассмотрим подетальнее задачи, выполняемые программой. Сначала взгляните на главную программу, изображенную на рис. 11.19 в виде несколько необычной структурной схемы. Приведенная диаграмма весьма близко соответствует собственно программе на языке ассемблера (программа 11.3).

Текст программы начинается с определений адресов ОЗУ (включая вектор прерывания, область переменных и массивы), а также адресов (и бит) портов. В дальнейшем эти определения будут использоваться в качестве операндов команд обращения к памяти и портам, причем ассемблер подставит на их место фактические адреса. Хотя результат не зависит от того, пользуетесь ли вы определениями или непосредственно адресами, всегда следует использовать определения, так как в этом случае программа становится более наглядной и, кроме того, облегчается изменение назначения портов и битов в последующих модификациях. Адреса портов соответствуют нашей схеме и включают внутренние регистры периферийных устройств, адресуемые с помощью младших бит адреса или путем двухбайтовых пересылок.

Из текста программы также видно, как мы будем использовать регистры МП 68008. При каждом прерывании мы извлекаем данные из АЦП, добавляем их к текущему содержимому канала и проверяем, не дошли ли мы до конца канала или развертки. Можно было хранить содержимое указателей и счетчиков в памяти (так и пришлось бы поступать при использовании менее совершенного процессора типа 8086), но зарезервировав достаточное число регистров для нужд обработчика прерываний, мы существенно повышаем эффективность режима прерываний. Поэтому мы выделили регистры данных для текущего содержимого канала (D7), обратного счетчика периодов дескретизации (внутри канала) (D6) и обратного счетчика каналов внутри развертки (D5), смещения в массиве DISPLAY (D4), а также регистр для временных данных (D3). Далее, мы зарезервировали адресные регистры для трех массивов (NORM, A6; DATA, A5; DISPLAY, A4) и для наиболее используемых портов (ADC0, A3; CIO [параллельный порт], A2). Главная программа берет на себя обязательство не использовать эти регистры при включенных прерываниях.

Вам может показаться странным, что мы резервируем адресные регистры (со всеми их автоинкрементными возможностями, ориентированными на работу с массивами) для адресации отдельных фиксированных портов, когда вполне можно было обойтись абсолютной адресацией. Причина заключается в быстродействии. Команда с абсолютной адресацией

```
MOVE.B ADC0,D0
```

где ADC0 представляет длинный абсолютный адрес (в нашем случае $80000), требует 28 тактов (3,5 мкс в нашем процессоре), в то время как команда

```
MOVE.B (A3), D0
```

использующая косвенную адресацию через A3, выполняется всего за 12 тактов. Эта разница обусловлена исключительно процессами на магистрали, где для пересылки каждого байта требуются (в МП 68008) 4 такта. В процессе выполнения первой команды ЦП извлекает из памяти двухбайтовый код операции, четырехбайтовое расширение (длинного) адреса и, наконец, запрошенный байт данных, т.е. всего 7 байт, на что расходуется 28

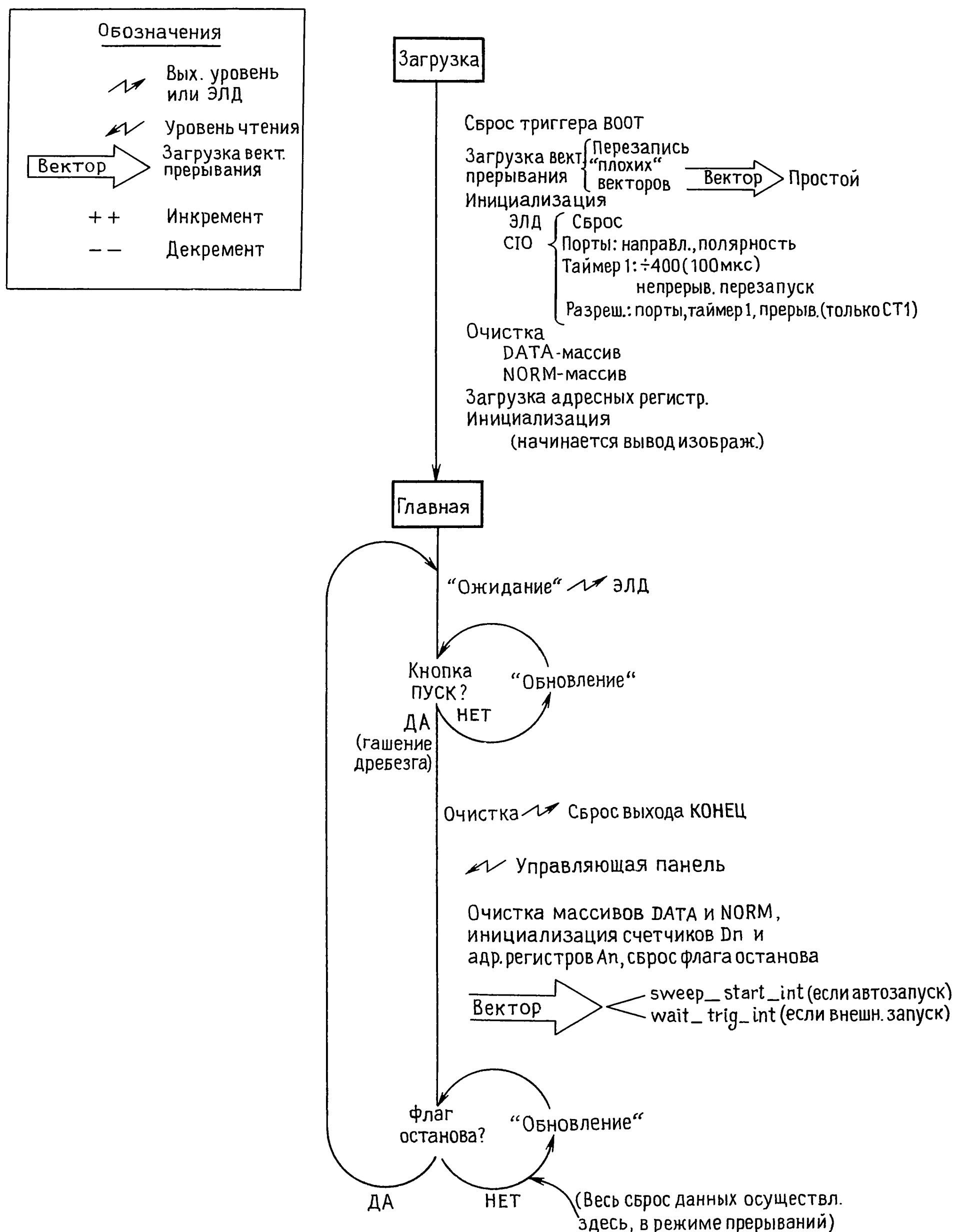


Рис. 11.19. Структурная схема главной программы.

тактов. Вторая команда требует извлечения двухбайтового кода операции и запрошенного байта данных, т.е. всего 3 байт (12 тактов). Вообще системы с узкими шинами (вроде нашего МП 68008, у которого внутренняя 32-разрядная архитектура должна себя чувствовать как в смирительной рубашке, общаясь с внешним миром через 8-разрядную шину) особенно неэффективны в условиях интенсивных передач данных.

Наконец, началась программа! Первые

Программа 11.3

```
; Определения ячеек ОЗУ
    ; Векторы
init__stack__top     EQU    $000      ; Начальное SSP
reset__vect          EQU    $004      ; Вектор начальной загрузки
int__5vect           EQU    $074      ; Прерывание уровня 5
    ; Параметры
dwell__per__bin      EQU    $400      ; Число тактов на канал
num__sweeps          EQU    $402      ; Через таблицу декодирования
auto__loop__flag     EQU    $404      ; 1 = автозапуск, 0 = внешний запуск
    ; Внутренние флаги
stop__flag           EQU    $405      ; Устанавливается обработчиком в конце развертки
    ; Переменные
led__store           EQU    $407      ; Образ ЭЛД в памяти
update__offset       EQU    $408      ; Индексирует следующую точку
    ; Массивы
data__array          EQU    $1000     ; Ненормированные данные (длинные слова)
norm__array          EQU    $1400     ; Число разверток на канал (слова)
display__array       EQU    $1600     ; Нормированные данные со знаком (байты)
    ; Определение портов
ADC0                 NQU    $80000    ; Хранится в A3
DAC0__OFFSET         EQU    $2000     ; Смещение от АЦП0 (от A3)
DAC1__OFFSET         EQU    $3000
LED                  EQU    $86000
    ; Адреса параллельного порта
CIO__CNTRL           EQU    $84003    ; Управляющий регистр
CIO__PA__DATA        EQU    $84002    ; Порт A данных
CIA__PB__DATA        EQU    $84001    ; Порт B данных -- хранится в A2
CIO__PC__DATA        EQU    $84000    ; Порт C данных
CIO_CNTRL_OFFSET     EQU    2         ; Индекс от A2
CIO__PA__OFFSET      EQU    1
CIO__PC__OFFSET      EQU    --1
    ; Внутренние регистры параллельного порта (доступ через CIO__CNTRL)
MAST__CNTRL          EQU    $00
MAST__CONFIG         EQU    $01
PA__CMDSTAT          EQU    $08
PA__MODE             EQU    $20
PA__POLARITY         EQU    $22
PA__DIRECTION        EQU    $23
PA__SPECIAL          EQU    $24
PB__SMDSTAT          EQU    $09
PB__MODE             EQU    $28
PB__POLARITY         EQU    $2A
PB__DIRECTION        EQU    $2B
PB__SPECIAL          EQU    $2C
PC__POLARITY         EQU    $05
PC__DIRECTION        EQU    $06
PC__SPECIAL          EQU    $07
    ; Внутренние регистры таймера 1 (доступ через CIO__CNTRL)
CT1__CMDSTAT         EQU    $0A
CT1__MODE            EQU    $1C
CT1__FROM__MSB       EQU    $26
CT1__FROM__LSB       EQU    $27
CT3__CMDSTAT         EQU    $0C
    ; Назначение битов параллельного порта
    ; Входы -- порт A
START__BIT           EQU    4         ; Начинает развертку
```

```
STOP__BIT          EQU     5          ; Заканчивает развертку в конце
AUTO__LOOP         EQU     6          ; 1 = автозапуск; 0 = внешний запуск
EXT__TRIGGER       EQU     7          ; Вход внешнего запуска если не автозапуск
   ; Выходы -- порт B
Z__BLANK           EQU     4          ; Подсветка дисплея
SWEEP__BIT         EQU     5          ; Высокий уровень, пока развертка
END                EQU     6          ; Высокий уровень после последней развертки
   ; Назначение битов ЭЛД
LED__STAND__BY     EQU     7
LED__SWEEP         EQU     6
BOOT__BIT          EQU     0          ; Нарастающий перепад убивает ПЗУ-«призрак»
     Календарь-часы и последовательный порт
CAL__CNTRL         EQU     $87011     ; Управляющий регистр календаря-часов
SCC                EQU     $85000     ; Базовый адрес последовательного порта
; Глобальное использование регистров ради быстроты обработки прерываний
   ; Регистры данных
; D7 – текущее накапливаемое значение в канале
; D6 – Обратный счетчик ширины канала (последний отсчет – 0)
; D5 – Обратный счетчик каналов (последний отсчет – 0)
; D4 – Индекс (смещение) для значений B, Y на каждый такт
; D3 – Временный регистр для интегрирования, также антидребезг кнопки ПУСК
   ; Адресные регистры
; A6 – Указатель в массиве NORM
; A5 – Указатель в массиве DATA
; A4 – Базовый указатель в массиве DISPLAY
; A3 – Указывает на АЦП; для обращения к ЦАП используйте смещение
: A2 – указывает на порт CIO__PB__DAT; для обращения к другим портам CIO используйте
; смещение
; Здесь начинается программа в ПЗУ
          .ORG $40000                  ; Местоположение ПЗУ (директива ассемблера)
          .lrng. $2000                 ; Начальное SSP -- вверх ОЗУ
          .long reset__entry           ; Вектор начальной загрузки (40008)
             ; Далее первое выполняемое предложение
reset__entry:
          MOVE.B   #0,LED                        ; Убедимся, что регистр ЭЛД очищен и
                                                 ; выключим триггер загрузки -- мы в ОЗУ!
             ; Теперь инициализируем таблицу векторов
          MOVE.W   #255,D0                       ; Размер таблицы – 1
          MOVE.L   #bad__int,D1                  ; Загружаемый вектор
          MOVE.L   #0,A0                         ; Адрес первого вектора
vect__init__loop:
          MOVE.L   D1,(A0)                       ; Загрузим вектор
          DBF      D0, vect__init__loop          ; и в цикл
          ; Теперь загрузим int5 начальной точкой входа в обработчик
          MOVE.L   #idle__int,int5__vect
             ; Теперь инициализируем порты
             ; Сначала порт ЭЛД
          MOVE.B   #0,led__store                 ; Очистим образ ЭЛД в памяти
          BSET     #LED__STAND__BY, led__store; и установим бит ожидания
          MOVE.B   led__store,LED                ; Отправим в порт ЭЛД
             ; Убьем календарь-часы и последовательный порт
          CLR.B    CAL__CNTRL                    ; Закроем календарь и прерывания
          MOVE.B   #09,SCC
          MOVE.B   #$C0,SCC                      ; Закроем SCC и прерывания
             ; Параллельный порт (CIO)
          MOVE.B   CIO__CNTRL,D0                 ; Чтение, чтобы установить состояние 0
          MOVE.B   #MAST__CNTRL,CIO__CNTRL; Приготовимся к сбросу
          MOVE.B   #$01,CIO__CNTRL               ; В состоянии сброса
```

```
        MOVE.B   #$00,CIO__CNTRL            ; Из состояния сброса
        MOVE.B   #MAST__CNTRL,CIO__CNTRL    ; Главное управление прерываниями
        MOVE.B   #$00,CIO__CNTRL            ; Пока не разрешать
          ; Порт А
        MOVE.B   #PA_DIRECTION,CIO_CNTRL    ; Направление порта А
        MOVE.B   #$FF,CIO__CNTRL            ; Все выходы
        MOVE.B   #PA_POLARITY,CIO_CNTRL     ; Полярность порта А
        MOVE.B   #$7F,CIO__CNTRL            ; Инвертировать все входы
        MOVE.B   #PA__SPECIAL,CIO__CNTRL    ; Режим порта А
        MOVE.B   #$20,CIO__CNTRL            ; Кнопка ПУСК с запоминанием 1
        MOVE.B   #PA_CMDSTAT,CIO_CNTRL
        MOVE.B   #$E0,CIO__CNTRL            ; Запретить прерывания порта А
          ; Порт В
        MOVE.B   #PB_DIRECTION,CIO_CNTRL    ; Направление порта В
        MOVE.B   #$0F,CIO__CNTRL            ; Старшие 4 бита - выход
        MOVE.B   #PB_POLARITY,CIO_CNTRL     ; Полярность порта В
        MOVE.B   #$0F,CIO__CNTRL            ; Инвертируем входы
        MOVE.B   #PB__SPECIAL,CIO__CNTRL    ; Режим порта В
        MOVE.B   #$00,CIO__CNTRL            ; Все без фиксации
        MOVE.B   #PB_CMDSTAT,CIO_CNTRL
        MOVE.B   #$E0,CIO__CNTRL            ; Запретить прерывания порта В
        MOVE.B   #$00,CIO__PB__DATA         ; Очистим все выходы
          ; Порт С
        MOVE.B   #PC_DIRECTION,CIO_CNTRL    ; Направление порта С
        MOVE.B   #$0F,CIO__CNTRL            ; Только 4 входных бита
        MOVE.B   #PC_POLARITY,CIO_CNTRL     ; Полярность порта С
        MOVE.B   #$0F,CIO__CNTRL            ; Инвертированы
        MOVE.B   #PC__SPECIAL,CIO__CNTRL    ; Режим порта С
        MOVE.B   #$00,CIO__CNTRL            ; Все без фиксации
          ; Таймер
        MOVE.B   #CT1_FROM_MSB,CIO_CNTRL    ; Старший байт счетчика
        MOVE.B   #1,CIO__CNTRL              ; Старшая часть 400
        MOVE.B   #CT1_FROM_LSB,CIO_CNTRL    ; Младший байт счетчика
        MOVE.B   #144,CIO__CNTRL            ; Младшая часть 400
        MOVE.B   #CT1__MODE,CIO__CNTRL      ; Режим таймера
        MOVE.B   #$83,CIO__CNTRL            ; Непрерывный, без входов-выходов
        MOVE.B   #CT1_CMDSTAT,CIO_CNTRL     ; Прерывания
        MOVE.B   #$20,CIO__CNTRL            ; Сбросить прерывания
          ; Заключительные действия
        MOVE.B   #MAST_CONFIG,CIO_CNTRL
        MOVE.B   #$D4,CIO__CNTRL            ; Разрешить порты А, В и С и таймер
        MOVE.B   #MAST_CNTRL,CIO_CNTRL
        MOVE.B   #$80,CIO__CNTRL            ; Разрешить прерывания микросхемы
        MOVE.B   #CT1_CMDSTAT,CIO_CNTRL
        MOVE.B   #$23,CIO__CNTRL            ; Пуск таймера 1 + прерывания
          ; Инициализация портов выполнена
          ; Установим массивы, регистры, указатели и проч.
        BSR      clear__arrays              ; Обнулим массивы DATA и NORM
        MOVE.L   #display__array,A4         ; Инициализируем указатель видеоданных,
        MOVE.L   #ADC0,A3                   ; указатель АЦП,
        MOVE.L   #CIO__PB__DATA,A2          ; указатель порта В,
        CLR.B    D5                         ; обратный счетчик каналов,
        CLR.L    D4                         ; индекс точки
        CRL.W    update__offset             ; и индекс массива
        AND.W    #$F8FF,SR                  ; Разрешим прерывания
main__loop:                                 ; и ПОЙДЕМ ИГРАТЬ В МЯЧ!
        BCL.R    #LED__SWEEP,led__store
        BSET     #LED__STAND__BY,led__store
```

```
         MOVE.B  led_store,LED             ; Сделаем с ЭЛД, что надо
            ; Теперь ожидаем нажатия кнопки ПУСК
            ; Она должна побыть разомкнутой некоторое время, затем замкнуться
wait_for_zero:
         BSR     update                    ; Потратим 40 мкс на обновление экрана
         BTST    #START_BIT,CIO_PA_DATA
         BNE     wait_for_zero             ; Цикл пока отжата кнопку ПУСК
         MOVE.W  #1024,D3                  ; Задержка на дребезг (0-2 заняты)
check_debounce:
         BSR     update                    ; Находясь в цикле, обновим экран
         BTST    #START_BIT,CIO_PA_DATA    ;
         BNE     wait_for_zero             ; Если кнопка дребезжит, начнем снова
         DBF     D3,check_debounce         ; Должна быть разомкнутой 1К шагов
            ; Теперь дождемся ее нажатия
wait_press
         BSR     update                    ; Пока ждем, обновим экран
         BTST    #START_BIT,CIO_PA_DATA
         BEQ     wait_press                ; Цикл, пока не нажата кнопка ПУСК
            ; ПУСК нажат. Теперь прочитаем управляющую панель и проч.
         BCLR    #END,CIO_PB_DATA          ; Сбросим выходной сигнал КОНЕЦ
         MOVE.L  #decode_tbl,A0            ; Таблица ширин каналов и числа развер-
                                           ток
         MOVE.B  CIO_PA_DATA,D0            ; Прочитаем автозапуск и ширину канала
         BTST    #AUTO_LOOP,D0             ; Установлен автозапуск?
         SNE     auto_loop_flag            ; Если так, то установим флаг
         AND.B   #$F,D0                    ; Выделим 16-ричную цифру
         ASL.W   #1,D0                     ; Преобразуем в словное смещение
         MOVE.W  (A0,D0.W),dwell_per_bin   ; Получим и сохраним значение из табли-
                                           ; цы
         MOVE.B  CIO_PB_DATA,D0            ; Прочитаем число разверток
         AND.B   #$0F,D0                   ; Маска
         ASL.W   #1,D0                     ;
         MOVE.W  (A0,D0.W),num_sweeps      ; Получим и сохраним значение из табли-
                                           ; цы
            ; Окончательная установка перед сбором данных
         BSR     clear_arrays              ; Очистим массивы DATA и NORM
         MOVE.L  #norm_array,A6            ; Загрузим назначенные регистры
         MOVE.L  #data_array,A5
         CLR.L   D7                        ; Очистим регистр-аккумулятор
         MOVE.W  dwell_per_bin,D6
         CLR.B   D5                        ; Очистим (= 256) счетчик каналов
         CLR.B   stop_flag                 ; Было бы преждевременно остановиться
            ; Установим текущую точку входа в обработчик прерываний
         TST.B   auto_loop_flag            ; Проверка на автозапуск
         BEQ     free_run_int
         MOVE.L  #wait_trig_int,int5_vect  ; Точка входа для внешнего запуска
         BRA     update_loop
free_run_int:
         MOVE.L  #sweep_start_int,int5_vect ; Точка входа для автозапуска
            ; Войдем в «главный» цикл
update_loop:
         BSR     update                    ; Обновим экран
         TST.B   stop_flag                 ; Не кончил ли обработчик?
         BEQ     update_loop               ; Все еще развертка
         BRA     main_loop                 ; Развертка закончилась
            ; Таблица для декодирования переключателей на панели управления
            ; Используется для преобразования числа разверток и ширины канала
```

```
decode_tbl:
        .word     1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000
        .word     2000, 5000, 10000, 20000, 30000, 0
          ; ПОДПРОГРАММЫ
          ; Очистка массивов DATA и NORM
clear_arrays:
        CLR.L     D0                      ; Здесь будет жить нуль
        MOVE.L    #data_array,A0          ; Указатели
        MOVE.L    #norm_array,A1
        MOVE.W    #$FF,D1                 ; Счетчик
clr_loop:
        MOVE.L    D0,(A0)+
        MOVE.W    D0(A1)+
        DBF       D1,clr_loop             ; Самый быстрый примитив для цикла
        RTS
          ; Обновление одного или нескольких значений для массива
          ; Получает масштаб с управляющей панели
          ; Также обновляет порт ЭЛД из образа памяти (led_store)
          ; Регистры 0-смещение обновляемой точки, 1-текущее данное,
          ; 2-масштаб для нормирования, A0-указатель в массиве
update:
        MOVE.B    led_store,LED           ; Обновим ЭЛД
        MOVE.L    #data_array,A0          ; Базовый указатель исходных данных
        MOVE.W    update_offset,D0        ; Индекс следующей обновляемой точки
        ASL.W     #2,D0                   ; Преобразуем в длинное смещение
        MOVE.L    (A0,D0.W),D1            ; Получим данные
        ASR.L     #2,D0                   ; Восстановим смещение
          ; Получим масштаб преобразования
        MOVE.B    CIO_PC_DATA,D2          ; Чтение управляющей панели
        AND.B     #$0F,D2                 ; Выделим 16-ричную цифру
        CMP.B     #$0F,D2                 ; Проверим на автомасштабирование
        BEQ       auto_scale
        ASR.W     D2,D1                   ; Иначе сдвинем вправо на n бит
        BRA       comp_and_save           ; и преобразуем в двоичный байт со зна-
                                          ; ком
auto_scale:
        MOVE.L    #norm_array,A0
        ASL.W     #1,D0                   ; Сделаем словное смещение
        MOVE.W    (A0,D0.W),D2            ; Получим нормализатор
        ASR.W     #1,D0                   ; Восстановим смещение
          ; Разделим на нормализатор и на ширину канала
        TST.W     D2                      ; Проверка перед делением
        BEQ       comp_and_save           ; Не делить, но все равно данное-нуль
        DIVS      D2,D1                   ; Данное/нормализатор
        MOVE.W    dwell_per_bin,D2
        BEQ       comp_and_save           ; Все равно данное-нуль
        DIVS      D2,D1
comp_and_save:
        BCHG      #7,D1                   ; Инверсия старшего бита байта
        MOVE.L    #display_array,A0       ; Базовый указатель отображаемого мас-
                                          ; сива
        MOVE.B    D1,(A0,D0.W)            ; Занесем полученную величину в массив
        ADDQ.B    #1,D0                   ; Инкремент индекса по модулю 256
        MOVE.W    D0,update_offset        ; И сохраним
          ; ОБРАБОТЧИК(и) ПРЕРЫВАНИЙ
          ; Вход каждый такт таймера-1 (100 мкс)
          ; Всегда обновляет дисплей
```

```
        ; Пять точек входа:
          ; "bad"-выводить на ЭЛД шагающий бит
          ; "ide"-только обновление дисплея
          ; "get__data"-получить данные из АЦП, проверить на конец канала и развертки
          ; "sweep__start"-инициализация, загрузка вектора get__data, на get__data
          ; "wait__trig"-если запуск, то на sweep__start, иначе на idle
    bad__int:
        BCLR    Z__BLANK,CIO__PB__DATA      ; Выключение подсветки (оси Z)
        BCLR    SWEEP__BIT,CIO__PB__DATA    ; и выхода РАЗВЕРТКА
        BSET    END,CIO__PB__DATA           ; Установить выход КОНЕЦ
          ; Теперь создадим «шагающий бит»
          ; и зациклимся навсегда
        MOVE.B  #$01,D0                     ; Инициализируем значение ЭЛД
flsh__loop:
        MOVE.B  D0,LED                      ; Пошлем в ЭЛД
        ROL.B   #1,D0                       ; Циклический сдвиг влево
        MOVE.L  #$8000,D1                   ; Сброс счетчика задержки
flsh__delay:
        SUBQ.L  #1,D1
        BNE     flsh__delay                 ; Создадим задержку
        BRA     flsh__loop
idle__int:
        MOVE.B  D4,DAC0__OFFSET(A3)         ; Пошлем X-координату
        MOVE.B  (A4,D4.W),DAC1__OFFSET(A3)  ; Пошлем Y-координату
        ADDQ.B  #1,D4                       ; Инкремент индекса
        BRA     z__pulse                    ; Создадим импульс подсветки
wait__trig__int:
        BTST    #STOP__BIT,(A2)             ; Проверим на сигнал СТОП
        BNE     stop__sweep
        BTST    #EXT__TRIGGER,(A2)          ; Проверим на сигнал запуска
        BEQ     idle__int
sweep__start__int:
        BSET    #LED__SWEEP,led__store      ; Зажжем ЭЛД РАЗВЕРТКА
        BSET    #SWEEP__BIT,(A2)
        BCLR    #STOP__BIT,(A2)             ; Сброс фиксатора бита кнопки СТОП
        MOVE.L  #get__data__int,int5__vect  ; Заполнение вектора
get__data__int:
        MOVE.B  #$03,(A3)                   ; Пуск АЦП (биполярный, дополнение до
                                            ; 2)
          ; Обновим дисплей
        MOVE.B  D4,DAC0__OFFSET(A3)         ; Пошлем X
        MOVE.B  (A4,D4.W),DAC1__OFFSET(A3)  ; Пошлем Y
        ADDQ.B  #1,D4                       ; Инкремент индекса
        NOP                                 ; Потратим время, чтобы АЦП закончил
          ; Закончили посылку пары XY
        MOVE.B  (A3),D3                     ; Прочитаем АЦП, он уже окончил
        EXT.W   D3                          ; Расширим байт в слово
        EXT.L   D3                          ; Расширим слово в двойное слово
        ADD.L   D3,D7                       ; Добавим данное к регистру-аккумулято-
                                            ; ру
        SUBQ.W  #1,D6                       ; Декремент счетчика ширины канала
        BNE     z__pulse                    ; Мы все еще в этом канале
          ; Следующий канал
        MOVE.W  dwell__per__bin,D6          ; Установим счетчик ширины канала
        ADD.L   D7,(A5)+                    ; и добавим новое значение в DATA
        ADDQ.W  #1,(A6)+                    ; Инкремент нормализатора
        CLR.L   D7                          ; Очистим регистр-аккумулятор
        SUBQ.B  #1,D5                       ; Декремент обратного счетчика каналов
```

```
        BNE     z_pulse                  ; Если развертка не завершилась
           ; Конец этой развертки. В счетчике каналов уже 0
        MOVE.L  # data_array,(A5)        ; Установка указателей массивов
        MOVE.L  # norm_array,(A6)
        BCLR    # LED_SWEEP,led_store    ; Выключим ЭЛД развертки
        BCLR    # SWEEP_BIT,(A2)         ; и сигнал развертки
        BTST    # STOP_BIT,(A2)          ; Проверим на ручной останов
        BNE     stop_sweep
           ; Теперь проверим, не последняя ли развертка
        MOVE.W  num_sweeps,D3
        BEQ     re_trigger               ; Уже нуль, уходим
        SUBQ.W  # 1,D3                   ; Иначе декремент и проверка
        MOVE.W  D3,num_sweeps
        BEQ     stop_sweep
           ; Теперь проверим на автозапуск
re_trigger:
        TST.B   auto_loop_flag
        BNE     re_trig_auto             ; Автозапуск, нужна загрузка вектора
        MOVE.L  # wait_trig_int,int5_vect ; Загрузим вектор
        BRA     z_pulse
re_trig_auto:
        MOVE.L  # sweep_start_int,int5_vect ; Загрузим вектора автозапуска
        BRA     z_pulse
           ; Остановка развертки, ручной стоп или развертки исчерпаны
stop_sweep:
        BSET    # END,(A2)               ; Пошлем выходной сигнал КОНЕЦ
        MOVE.L  # idle_int,int5_vect     ; Загрузим вектор
        ST      stop_flag                ; Сообщим главной программе, что конец
           ; И далее на создание импульса подсветки Z-оси
z_pulse:
        BSET    # Z_BLANK,(A2)           ; Начнем программный импульс подсвет-
                                         ; ки
        MOVE.B  # CT1_CMDSTAT,CIO_CNTRL_OFFSET(A2)   ; Необходимо сбро-
                                                       сить перерыв.
        MOVE.B  # $23,CIO_CNTRL_OFFSET(A2); Здесь это и делается
        BCRL    # Z_BLANK,(A2)           ; Конец импульса подсветки
        RTE                              ; Вернемся из исключения (прерывания)
           ; Конец программы
```

8 байт ПЗУ хранят важнейший стартовый вектор: указатель стека и входную точку программы. Входная точка находится в «истинном» ПЗУ (по адресу $40008), поэтому мы можем немедленно очистить бит BOOT, что приводит к замещению временного образа ПЗУ, используемого при начальной загрузке, оперативной памятью. Теперь мы можем загружать векторы прерываний в начало ОЗУ, в конкретные ячейки, определяемые архитектурой МП 68008 (вся область векторов приведена в табл. 11.5): $68 (INT2), $74 (INT5) и $7C (NMI = INT7). Мы использовали только INT5 (от 100 мкс-таймера в микросхеме параллельного порта); в этот вектор мы загружаем адрес нашего обработчика прерываний. В зависимости от конкретного состояния прибора (ожидание пуска или внешнего сигнала запуска, начало новой развертки, процесс развертки) обработчик прерываний должен выполнять различные функции; поэтому мы написали один грандиозный обработчик со многими точками входа, соответствующими его функциям. На данном этапе мы еще не готовы принимать данные, поэтому в вектор INT5 мы загружаем входную точку idle_int (прерывание простоя). Очень полезно загрузить на всякий случай все неиспользуемые векторы прерываний адресом bad_int (ложное прерывание) (вдруг произойдет деление на нуль, ложное прерывание и т. д.); мы загружаем

Таблица 11.5. Векторы МП 6800/8

Номер вектора	Адрес[1]	Назначение
0	000	Начальное значение SSP • сброс
	004	Начальное значение PC
2	008	Ошибка шины
3	00C	Ошибка адреса
4	010	Неправильная команда
5	014	Деление на 0
6	018	Команда CHK
7	01C	Команда TRAPV
8	020	Нарушение привилегий
9	024	Трассировка
10	028	Эмулятор 1010
11	02C	Эмулятор 1111 (плавающая запятая)
12–14	030–038	Зарезервировано
15	03C	Вектор неинициализированного прерывания
16–23	040–05C	Зарезервировано
24	060	Ложное прерывание
25[2]	064	Автовектор уровня 1
26	068	Автовектор уровня 2
27[2]	06C	Автовектор уровня 3
28[2]	070	Автовектор уровня 4
29	074	Автовектор уровня 5
30[2]	078	Автовектор уровня 6
31	07C	Автовектор уровня 7
32–47	080–0BC	TRAP-векторы
48–63	0C0–0FC	Зарезервировано
64–225	100–3FC	Векторы прерываний пользователя (с подтверждением)

[1] Все адреса 4-байтовые (длинные).

[2] Отсутствует в 48-штырьковом МП 68008, где входы IPL0' и IPL2' объединены на одном штырьке.

в них адрес программы, которая зажигает ЭЛД определенным образом (далее будет видно, каким именно).

Теперь наступает утомительный, но существенный этап инициализации портов. БИС периферийных устройств, как, например, 8536, обладают изумительной гибкостью, но за нее приходится платить тщательным планированием. Вы должны продумать, какие управляющие байты следует послать, в какие регистры и в каком порядке, чтобы получить требуемый результат. Для простых параллельных портов в процессе планирования следует выбрать направление, полярность, режим и прерывания, а для таймеров – основание счета, каскадирование, режим запуска, прерывания и проч. В программе 11.3 приведен полный текст инициализации параллельного порта/таймера. Разрешаются параллельные порты A, B и C, причем биты 4–6 порта B назначаются выходными, а остальные – входными (см. рис. 11.15). Таймер-0 настраивается на деление его тактовой частоты 4 МГц на 400 и на непрерывный перезапуск с генерацией прерывания (по INT5) каждые 100 мкс. Заметьте, что все установочные входы мы сделали инверсными, поэтому при замыкании контакта (на который изначально подано +5В) на землю с него считывается 1, а не 0. На входе, к которому подключена кнопка СТОП, мы использовали опцию «запоминания 1», так что мгновенное нажатие фиксируется, а отрабатывается оно только в конце развертки.

Наконец, мы очищаем массивы в ОЗУ (отметьте использование подпрограммы), инициализируем регистры, разрешаем прерывания и переходим на выполнение «главного» цикла.

Главная программа: главный цикл. Завершив инициализацию, мы входим в бесконечный главный цикл main_loop. Фактически он состоит из двух циклов: цикла ожидания нажатия кнопки ПУСК и цикла непрерывного обновления памяти изображения, на фоне которого осуществляется сбор данных в режиме прерываний. Программа обработки прерываний, завершив последнюю развертку, устанавливает программный «флаг останова» stop_flag, который непрерывно проверяется вторым главным циклом. Обнаружив установленный флаг, главная программа возвращается в первый цикл ожидания нового пуска. Давайте сопоставим структурную схему и программные строки.

Главный цикл (рис. 11.19) начинается с установки на ЭЛД состояния «ожидание». Затем программа ждет нажатия кнопки ПУСК, т. е. ее перехода из разомкнутого в замкнутое состояние. Это сложнее, чем кажется, потому что кнопка не содержит цепей подавления дребезга, в результате чего вы имеете несколько десятков близко расположенных перепадов между уровнями «замкнуто» и «разомкнуто», возникающих на протяжении, возможно, 25 мс. Этого времени может хватить на завершение самого короткого

цикла измерений (если вы выбрали 1 развертку и интервал дискретизации 100 мкс), после чего измерения будут ошибочно продолжены, поскольку контакт кнопки все еще колеблется между состояниями «разомкнуто» и «замкнуто». Поэтому мы написали простенькую программу подавления дребезга, которая фиксирует, что кнопка была непрерывно разомкнута в течение приблизительно 50 мс (тем временем многократно выполняется подпрограмма обновления update), а затем переходит в состояние «замкнуто». Наконец мы получили приказ на выступление! Программа сбрасывает выходной сигнал КОНЕЦ, считывает состояние управляющей панели и использует соответствующим образом полученные значения (устанавливая программные флаги типа auto_loop и параметры вроде dwell_per_bin и num_sweeps). Обратите внимание на использование таблицы decode_tbl (и косвенной адресации с индексацией) для получения значений, соответствующих положениям переключателей.

Далее программа очищает массивы DATA и NORM, инициализирует некоторые регистры (адресов и данных) и сбрасывает флаг останова. Последний шаг заключается в изменении содержимого вектора INT5 (который пока указывает на метку idle_int в обработчике прерываний) на адрес wait_trig или sweep_start в зависимости от того, какой режим установлен на управляющей панели: внешнего запуска или автозапуска.

Наконец, главная программа входит в «рабочий» цикл, в котором многократно выполняются два действия: вызов подпрограммы update (обновления массива DISPLAY в соответствии с содержимым массива DATA) и проверка флага останова stop_flag. На фоне этого унылого цикла прерывания тайком выполняют все то, ради чего был сделан наш прибор.

Главная программа: подпрограммы. Перед тем как взяться за наиболее сложную программу нашего комплекса – обработчик прерываний, рассмотрим две подпрограммы, вызываемые главной программой (рис. 11.20). Подпрограмма clear_arrays заполняет нулями оба массива DATA и NORM; массив DISPLAY очищать нет необходимости, потому что программа update сразу же скопирует нули из DATA в DISPLAY. Эта программа обновляет за раз одно значение из массива DISPLAY, используя для этого текущие параметры изображения с управляющей панели и входные данные из массивов DATA и NORM; она также обновляет состояние порта ЭЛД, копируя байт памяти led_store.

Рассмотрим сначала простую подпрограмму clear_arrays из программы 11.3. Регистры A0 и A1 используются, как указатели двух массивов, и все 32 разряда D0 заполняются нулями. Счетчик D1 инициализируется величиной, равной размеру массива минус один; сейчас станет понятно, зачем это нужно. В цикле слово или длинное слово нулей пересылается в массивы с помощью косвенной адресации (с постинкрементом); вспомните, что постинкрементная адресация – штука интеллегентная, она инкрементирует адресный регистр правильным образом, прибавляя в нашем случае 2 в операции со словом и 4 в операции с длинным словом. Команда DBF заслуживает особого объяснения. Она представляет собой один из вариантов команды DBcc, для которого код условия cc = «ложь» (False). Любая команда (в общем виде) DBcc Dn, *метка* фактически проверяет два условия. Сначала она анализирует выполнение условия cc (т. е. состояние флагов, установленное предыдущей командой), при этом, если cc = «истина», ничего не делается (т. е. команда как бы пропускается и ЦП переходит к выполнению следующей команды). Если, однако, cc = «ложь», происходит декремент указанного регистра (как слова) и переход на метку *метка*, с предварительным анализом содержимого регистра. Если в регистре обнаруживается −1, переход на метку не осуществляется, и выполняется следующая команда. В нашем случае команда DBcc действует просто как оператор цикла, так как cc = F («всегда ложь», см. табл. 11.1), поэтому декремент D1 осуществляется безусловно, до тех пор, пока не обнаружится D1 = −1.

Несмотря на эти сложности (а также

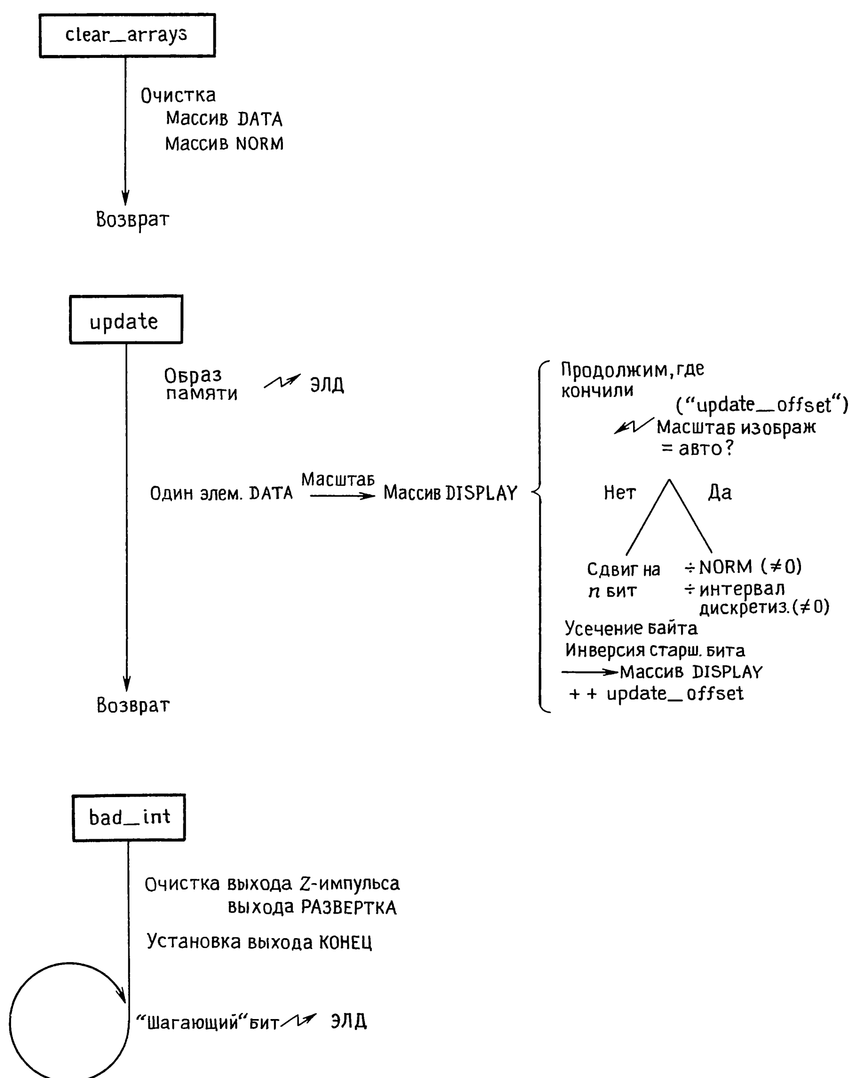


Рис. 11.20. Структурные схемы подпрограмм.

и необходимость использовать счетчик длиной в слово), команда DBcc весьма удобна, так как заменяет две команды (SUBQ, Bcc), и выполняется очень быстро. Поскольку она проверяет счетчик на −1, последний следует инициализировать числом, на 1 меньшим требуемого числа шагов, чем и объясняется инициализация, использованная в программе. Подпрограмма заканчивается обычной командой RTS (возврат из подпрограммы), восстанавливающей исходное содержимое PC (программного счетчика) и осуществляющей таким образом возврат в вызывающую программу.

Заметьте, что в начале подпрограммы не понадобилось сохранять содержимое каких-либо регистров, потому что вызывающая программа не оставила ничего ценного в регистрах D0–D1 и A0–A1. Обратите также внимание на использование MOVE, а не CLR для обнуления

массивов; оказывается, команда MOVE работает быстрее CLR из-за особенностей архитектуры МП 68000 – при выполнении CLR МП 68000 сначала инициализирует цикл чтения, а затем – цикл записи. Разработчики приняли такое, на первый взгляд, странное решение для упрощения логики ЦП.

Упражнение 11.13. Напишите вариант подпрограммы clear_arrays с использованием команд SUBQ и Bcc вместо DBF. Напишите еще один вариант, в котором вместо MOVE используется CLR.

Подпрограмма update более содержательна. Ее задача – обновлять массив DISPLAY в памяти (а также и состояние ЭЛД); она многократно вызывается в обоих циклах главной программы. Поскольку прерывания имеют приоритет, они выполняют свою работу в точном соответствии с расписанием (каждые 100 мкс), все же оставшееся время отдается подпрограмме update. Ее действия начинаются с пересылки образа ЭЛД в памяти в физический порт ЭЛД. Даже эта относительно простая операция требует некоторых пояснений. Естественный вопрос, который должен прийти вам в голову,– это почему бы, желая установить или сбросить бит ЭЛД, не обновлять ЭЛД непосредственно? В ответ надо указать на два обстоятельства. Во-первых, просто записать новый байт в порт ЭЛД нельзя, так как при этом потеряются значения остальных битов; либо мы должны иметь порт ЭЛД с возможностью как записи, так и чтения, либо надо хранить в памяти образ ЭЛД. Поскольку из нашего порта ЭЛД читать нельзя, в памяти предусмотрена ячейка led_store, хранящая копию последнего байта, посланного в порт ЭЛД. Во-вторых, раз уж такая ячейка все равно есть, мы можем сэкономить время в критических циклах обработчика прерываний, обновляя в них только ячейку led_store. Передачу же сообщения на ЭЛД-индикатор передней панели будет осуществлять подпрограмма update в ходе своего выполнения. Все это станет более понятным, когда мы приступим к рассмотрению обработчика прерываний.

Упражнение 11.14. Какие дополнительные (очень несложные) аппаратные средства требуются для того, чтобы можно было читать из порта ЭЛД? Проявите сообразительность, чтобы дополнительная дешифрация адреса получилась простой.

Оставшаяся часть подпрограммы update обновляет массив DISPLAY. Прежде всего из памяти извлекается смещение (число элементов от начала массива) очередного обновляемого элемента. (Для этого было бы неплохо использовать выделенный адресный регистр, но при распределении регистров приоритет был, конечно, отдан обработчику прерываний.) Смещение умножается на 4 (сдвигом влево на 2 бит), чтобы его можно было использовать для индексной адресации в массиве DATA длинных чисел. Переслав в D1 очередной элемент из DATA, мы считываем с управляющей панели текущее значение масштаба изображения и маскируем его, чтобы получить число от 0 до 15. Число 15 ($0F) обозначает автомасштабирование, в то время как меньшие числа определяют фиксированный масштаб в виде степени 2. Мы либо соответствующим образом сдвигаем значение элемента, либо переходим на программный блок автомасштабирования.

Для выполнения автомасштабирования нам надо значение текущего (индексированного с помощью update_offset) элемента DATA разделить на текущее значение из массива NORM (которое говорит, сколько разверток включено в значение DATA), а затем еще раз разделить на ширину канала (которая говорит, сколько выборок было сделано в каждой развертке). Перед любым делением всегда проверяйте на нуль! Наконец, как при сдвиге, так и при автомасштабировании мы должны преобразовать полученное длинное данное со знаком в байт со знаком. В случае автомасштабирования результирующее длинное число всегда находится в диапазоне ± 128. В случае фиксированного масштаба, если выбрать масштаб меньше отсчета в наиболее заполненном канале, произойдет переполнение. Лучше всего сделать так, чтобы при переполнении точки, выходящие за верхний край изображения, «прокручивались» в

его низ и наоборот. Написав несколько чисел и проиграв с ними разные варианты, вы легко убедитесь, что правильный алгоритм заключается в усечении числа до 8 бит и инвертировании затем старшего бита. Мы реализовали этот алгоритм с помощью команды изменения бита BCNG, после которой выполняется байтовая пересылка (командой MOVE) в массив DISPLAY. Далее мы инкрементируем и сохраняем индекс update_offset и, наконец, выполняем команду RTS.

Обработчик прерываний. Наконец мы добрались до обработчика прерываний – центральной фигуры всей программы. Перед нами четыре точки входа в обработчик, инициируемый прерываниями от таймера; перед нами также простенький обработчик bad_int ложных прерываний, а также и всех остальных векторизованных ошибок и ловушек (табл. 11.5). Займемся ради разминки программой bad_int, а когда не останется отговорок, примемся за обработчик прерываний от таймера.

МП 68008, как уже описывалось выше, распознает прерывания, а также разнообразные «исключения», перечисленные в таблице, и сохранив в стеке текущие PC и SR, осуществляет переход на команду, адрес которой извлекается из вектора, соответствующего данному исключению. Так, если вы попытаетесь разделить на нуль, ЦП сохранит в стеке содержимое счетчика команд и регистра состояния, а затем перейдет на команду, 32-разрядный адрес которой хранится в байтах памяти с абсолютными адресами $014–$017. Точно так же обслуживаются и прерывания, причем для векторов прерываний с полным подтверждением отведены ячейки с адресами $100–$3FF, а для векторов автовекторизуемых прерываний – ячейки $064–$07F. Вы можете выполнять в обработчике прерываний любые действия; завершить их следует командой RTE (возврат из исключения). Чтобы избежать путаницы, ЦП запрещает прерывания после передачи управления обработчику и разрешает их снова при выполнении команды RTE. Если у вас уж слишком закрученный обработчик, вам может понадобиться разрешить прерывания (только более приоритетных уровней) внутри обработчика, что можно сделать, послав соответствующий байт в регистр состояния.

Программа bad_int. Из рис. 11.20 и текста программы 11.3 легко представить ход выполнения программы bad_int, в задачу которой входит упорядоченный сброс выходных сигналов и вывод на ЭЛД какой-то бросающейся в глаза информации. Стартовый адрес этой программы, определяемый компоновщиком после сборки всех настраиваемых строк, загружается (главной программой в процессе начальной загрузки) во все зарезервированные для векторов ячейки (в начале памяти), перечисленные в таблице. Любое исключение или ложное прерывание (т. е. что угодно, кроме прерывания уровня 5) заставляет ЦП выполнить описанную выше процедуру с передачей управления на программу bad_int. Сначала выключается сигнал Z-оси, чтобы исключение, случайно возникшее в середине программного импульса Z-оси, не оставило луч дисплея включенным на полную яркость (к тому же в одной точке). Далее стоит сбросить сигнал на выходе РАЗВЕРТКА и установить сигнал на выходе КОНЕЦ, поскольку в предшествующих измерениях все равно нет смысла.

Теперь проявим остроумие. Пошлем в порт ЭЛД 01Н и войдем в бесконечный цикл, в котором это число циклически сдвигается влево и после биологически заметной задержки снова посылается на ЭЛД. Результатом такой операции будет «шагающий бит» на ЭЛД-индикаторе, картина, которая заставит встрепенуться самого измученного оператора. Поскольку в цикле нет команды RTE, процесс этот будет идти бесконечно. Чтобы снова начать измерения, оператор должен нажать кнопку СБРОС.

Упражнение 11.15. Придумайте более совершенный алгоритм, позволяющий оператору определить, какое исключение привело к сбою. Подсказка: всего имеется немного менее 256 исключений; ЭЛД-индикатор содержит 8 бит. Можете ли вы написать программу, реализующую ваше решение?

Прерывания от таймера: четыре точки входа. Теперь у нас не осталось никаких отговорок. Нырнем. Текст обработчика

прерываний входит в программу 11.3; его структурная схема изображена на рис. 11.21. Обработчик имеет четыре точки входа, соответствующие различным состояниям прибора. Они обозначены idle, wait_trig, sweep_start и get_data. Программа, в зависимости от общего состояния прибора, автоматически изменяет содержимое вектора прерываний (ячейка $074), связывая прерывание с той или иной точкой входа. Если вы не желаете накапливать данные, вы входите в обработчик в точке idle; на экран выводится одна точка и осуществляется возврат. Если войти в обработчик в точке get_data, программа считывает АЦП, проверяет, не возникли ли состояния «конец ячейки» или «конец развертки» (обрабатывая их соответствующим образом) и обновляет дисплей. При входе в точке sweep_start устанавливается требуемое состояние ЭЛД и выходных сигналов и осуществляется переход в точку get_data. Наконец, вход wait_trig служит для проверки наличия сигнала внешнего запуска и перехода либо на sweep_strat, либо на idle. В обработчике прерываний имеются и другие метки (например z_pulse), но они не являются входными точками, а служат для переходов внутри программы.

Прерывания от таймера: idle. Учитывая важность обработчика, рассмотрим его во всех деталях. Ранее в главной программе вектор прерываний был настроен на вход idle, чтобы в ожидании запуска образовать изображение на экране. Таким образом, выполнение начинается с метки idle_int. Если вспомнить назначение зарезервированных регистров, понять ход программы не сложно. В D4 хранится индекс очередной точки экрана, требующей регенерации, который мы посылаем в преобразователь X-координаты ЦАП0 (используя косвенную адресацию со смещением, которая быстрее абсолютной). В преобразователь Y-координаты ЦАП1 мы посылаем данное (используя D4 в качестве индекса массива DISPLAY, указатель базы которого находится в A4). D4 инкрементируется (но не проверяется на конец массива) и управление передается генератору импульса Z-оси.

Упражнение 11.16. Объясните, почему можно обойтись без проверки индексного регистра D4 массива DISPLAY после его инкрементирования?

К этому времени X- и Y-ЦАП уже установились (время установки 1 мкс), поэтому генератор Z-импульса с помощью команды BSET устанавливает бит Z_BLANK (бит 4, см. определения) параллельного порта B, адрес которого, ввиду его частого использования, мы храним в регистре A2. Сбросить бит можно следующей командой, но в этом случае образовался бы слишком короткий (3 мкс) импульс, и изображение было бы бледным (подсветка на 3 мкс каждые 100 мкс). Поскольку, однако, все прерывания завершаются через этот программный блок, мы можем воспользоваться возможностью и сделать полезное дело, одновременно убив время, именно, сообщить таймеру, что он может снять свой запрос на прерывание. Запись в регистр команд и состояния таймера-1 осуществляется с помощью двухэтапного процесса (как это было и в блоке инициализации главной программы): сначала мы посылаем в управляющий регистр микросхемы (адрес $84003) внутренний адрес регистра ($0A), а затем посылаем сам управляющий байт ($20), который интерпретируется микросхемой 8536, как команда на снятие запроса прерывания от таймера-1. Больше до выхода из прерывания ничего делать не нужно, поэтому мы завершаем импульс Z-оси (командой BCLR) и выполняем команду RTE (возврат из исключения). Поместив строки подтверждения прерывания в генератор Z-импульса, мы удлинили импульс подсветки до 10 мкс, с повторением его каждые 100 мкс. Прерывание все равно надо было подтвердить, и мы нашли для этого самое подходящее место. Такая же глюковина использована нами и в другом месте, когда мы в течение аналого-цифрового преобразования посылаем в ЦАП X и Y-координаты точки. Об этом ниже.

Прерывания от таймера: get_data. Эта точка входа используется чаще других, именно, когда усреднитель сигнала выполняет развертку. Мы запускаем АЦП, посылая в его порт байт режима ($03); это число определяет биполярное преобразо-

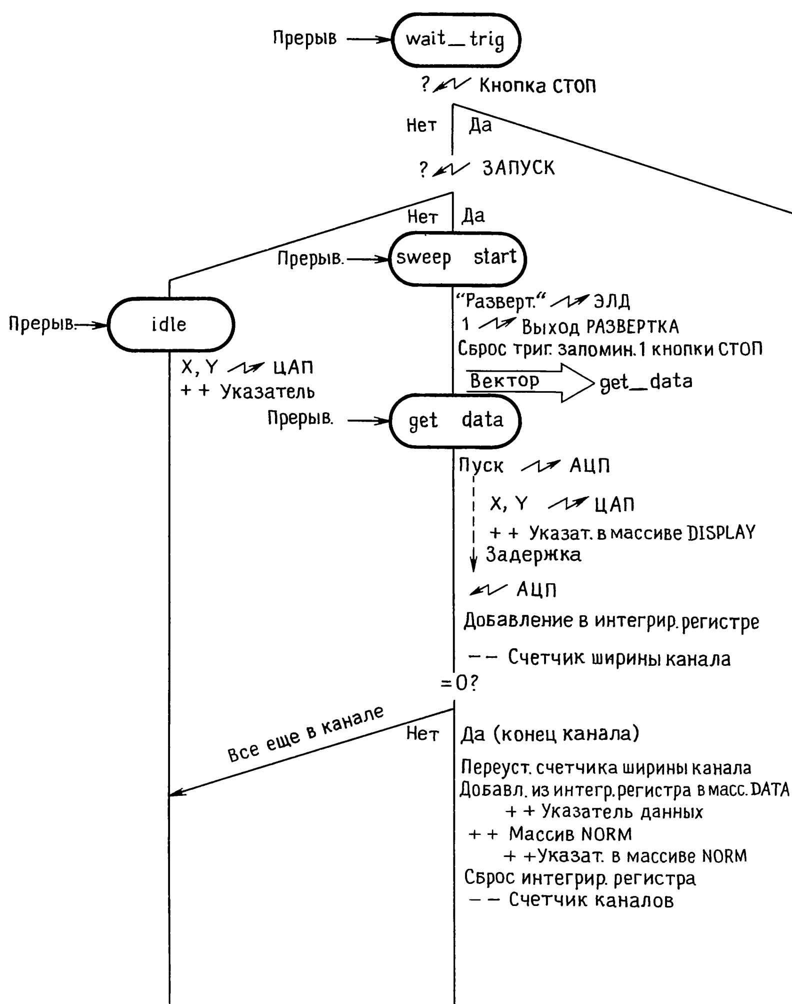
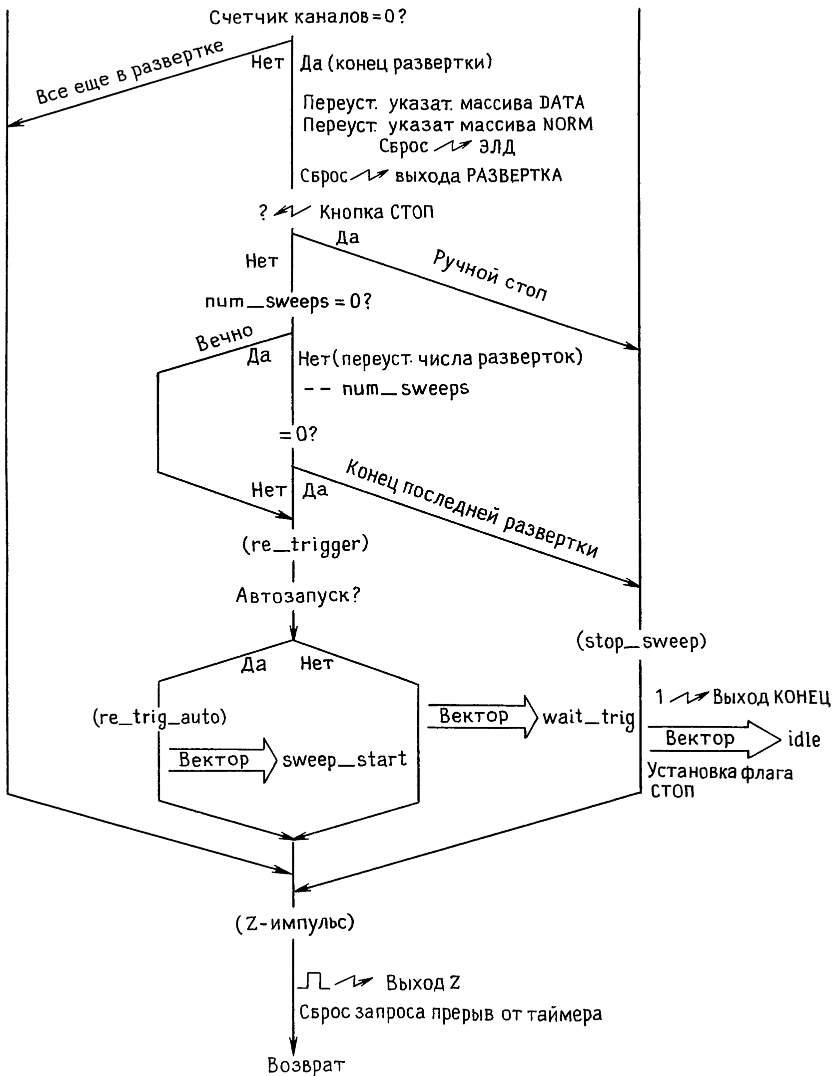


Рис. 11.21. Структурная схема обработчика прерываний.

вание в дополнительном коде. Как и раньше, для повышения скорости мы используем косвенную адресацию через регистр A3 (в котором хранится адрес АЦП). Теперь надо подождать 10 мкс окончания преобразования – прекрасная возможность послать на ЦАП дисплея новую пару X и Y-координат точно так же, как это делается в блоке idle. Эти программные действия заканчиваются на 1 мкс раньше, чем нужно, поэтому мы тянем время с помощью команды NOP (холостая команда), а затем считываем АЦП. Заметьте, насколько это удобнее, чем вводить бит состояния, сигнализирующий о завершении преобразования в АЦП (эта возможность обсуждалась в разд. 11.05); не забудьте, однако, добавить еще несколько команд NOP, если вам захочется увеличить тактовую частоту ЦП.

Мы прочитали из АЦП байт в дополнительном (до 2) коде, но наш массив DATA и накопитель ячейки (D7) используют длинные дополнительные числа. Для получения длинного целого числа дважды выполняется команда EXT (расширение



знака). Расширение знака представляет собой просто копирование самого старшего бита числа влево, пока не заполнится большее по длине целое слово; эта операция сохраняет значение целого со знаком (простое заполнение нулями не сохраняет значения числа). Расширенное целое добавляется к накапливаемому содержимому ячейки в D7, а счетчик ширины канала dwell_per_bin (D6) декрементируется. Если в нем еще не нуль, возврат осуществляется через z_pulse, как описано выше. Полное время выполнения программы обработчика в этом случае составляет 32,3 мкс плюс 9 мкс на процедуру прерывания ЦП и еще 5 мкс на команду RTE, всего 46,3 мкс. Таким образом, главная программа имеет более половины процессорного времени на выполнение простой задачи обновления массива DISPLAY.

Если накопление в канале завершилось, обработчик устанавливает счетчик ширины канала, добавляет накопленное значение в D7 к соответствующему элементу массива DATA (на который указывает

А5), инкрементирует соответствующий элемент массива NORM (через А6), очищает регистр-аккумулятор (D7), декрементирует счетчик каналов и (если в счетчике каналов не нуль, т. е. развертка не завершилась) переходит на z__pulse. Обратите внимание на использование автоинкрементного режима адресации. Дополнительное время, расходуемое обработчиком на выполнение этих операций, составляет 14,8 мкс.

Если завершилась и развертка, о чем говорит нуль в счетчике каналов D5, обработчик устанавливает указатели, ЭЛД-индикатор и выходные сигналы. Затем проверяется, не была ли нажата кнопка СТОП; такую проверку следует обязательно выполнять в конце (или начале) развертки, чтобы данные всегда усреднились по целому числу разверток. Если кнопка СТОП была нажата, программа переходит на метку stop__sweep, в результате чего устанавливаются выход КОНЕЦ и стоп-флаг, а в вектор INT5 загружается адрес входной точки idle.

Если кнопка СТОП не нажималась, программа проверяет, не следует ли завершить измерения ввиду отработки заданного на передней панели числа разверток (число оставшихся разверток хранится в памяти в переменной num__sweeps), поскольку значение 0 обозначает «безостановочная работа», мы сначала проверяем на нуль; если num__sweeps = 0, это значение сохраняется и осуществляется переход на re__trigger, в противном случае значение num__sweeps декрементируется и снова проверяется на нуль. Если теперь оно равно нулю, это значит, что закончилась последняя запланированная развертка; в этом случае осуществляется переход на stop__sweep. Если развертки не исчерпались, выполняется программный блок re__trigger.

Блок re__trigger определяет режим запуска следующей развертки. Если переменная autoloop, установленная программой main после считывания состояния управляющей панели, имеет значение «истина», в вектор INT5 загружается адрес точки входа sweep__start, в противном случае загружается адрес wait__trig. Заметьте, что в процессе смены вектора нет опасности прерывания, потому что пока ЦП выполняет обработку прерывания, прерывания запрещены; поскольку мы не включаем их в обработчике прерывания, они остаются запрещенными.

Прерывания от таймера: sweep_start и wait_trig. Эти входные точки используются, если следующее прерывание должно начать развертку, либо мы ожидаем импульса внешнего запуска (длительностью на менее 100 мкс!). Соответствующий адрес загружается в вектор INT5 либо в главной программе при нажатии кнопки ПУСК, либо в обработчике прерываний при завершении обработки не последней развертки (в точке re__trigger); по структурной схеме можно проследить, где это делается.

Программный блок sweep__start сразу начинает развертку, и его структура проста: зажигается ЭЛД РАЗВЕРТКА, устанавливается выходной сигнал РАЗВЕРТКА, сбрасывается фиксатор бита кнопки СТОП («запоминание 1»), загружается вектор get__data, а затем происходит естественный переход на метку get__data. При последующих прерываниях вход в обработчик прерываний осуществляется через входную точку get__data.

Вход в обработчик через входную точку wait__trig осуществляется, если следующая развертка не должна начаться до получения внешнего сигнала запуска (параллельный порт А, бит 7). Поскольку нажатие на кнопку СТОП должно «пересиливать» запуск, программа сначала анализирует состояние входа СТОП (и переходит при наличии этого сигнала на метку stop__sweep), а затем входа внешнего запуска; если сигнал запуска отсутствует, происходит переход на метку idle, если присутствует – на метку sweep__start.

11.08. Характеристики

Измерительный прибор на основе микропроцессора можно сконструировать таким образом, чтобы весь сбор данных осуществлялся быстрой аппаратурой, а микропроцессор выполнял лишь функции

начального запуска и вывода информации. Такой прибор будет работать с максимальной скоростью, определяемой быстродействием аппаратуры, а микропроцессор придаст ему гибкость и облегчит работу с ним. Разумеется, вы платите сложностью и стоимостью аппаратуры; кроме того, гибкость прибора может оказаться невысокой из-за фиксированной аппаратной организации. Если в противоположность такому подходу вы упрощаете аппаратуру и используете процессор для обработки данных в реальном времени, как это сделано в нашем примере, вы можете удешевить аппаратуру и повысить гибкость прибора за счет, возможно, его быстродействия. Во многих случаях, однако, быстродействие не имеет решающего значения, и выбор оказывается однозначным.

В нашем случае базовая частота выборок и, следовательно, ширина канала ограничиваются скоростью работы процессора. Программа обработки любого прерывания должна завершиться до поступления следующего. При проектировании нашего прибора мы оценили необходимый объем обработки и решили, в значительной степени интуитивно, что 100 мкс хватит для ее выполнения. Естественно, уверенности у нас не было, но в случае необходимости мы были готовы пойти на уменьшение частоты выборок. Посмотрим теперь на числа.

Технические характеристики МП 68008, которые представляют собой том объемом 100 страниц, включают таблицы времен выполнения команд (в числе тактов). С помощью этих таблиц мы рассчитали длительности выполнения программных блоков, упоминавшиеся в тексте. Ниже приведены расчетные данные (с учетом операций векторизации и возврата) для обработчика прерываний:

Входная точка	*Время выполнения (мкс)*
idle	37
det_data	46,3 (внутри канала)
	61 (конец канала)
	92 (конец развертки, ручной СТОП)
	105 (конец развертки, программный останов)
	113 (конец развертки, ожидание внешнего запуска)
	114 (конец развертки, автозапуск)
sweep_start	61
wait_trig	46 (нет запуска)
	69 (запуск)

Большая часть приведенных длительностей не превышает «длительности пульса» усреднителя сигналов (100 мкс), что, конечно, очень хорошо. В трех случаях, однако, время обработки прерывания оказывается больше 100 мкс. Первая ситуация (конец развертки, программный останов) не страшна, поскольку затрата нескольких лишних микросекунд после того, как все данные собраны, не имеет значения. Точно так же вряд ли вас обеспокоит вторая критическая ситуация (ожидание внешнего запуска), так как между сигналом внешнего запуска и началом очередной развертки всегда можно допустить некоторое время ожидания. Однако от последней ситуации (конец развертки, автозапуск) можно ожидать неприятностей, так как в режиме автозапуска мы ожидаем значение полного периода, точно равное 256 × ширина канала. В действительности, однако, здесь все в порядке по следующей причине. При использовании усреднителя сигналов в режиме автозапуска внешнее оборудование всегда запускается от усреднителя (для чего и предусмотрен выходной сигнал РАЗВЕРТКА), и если период будет отличаться на долю процента от ожидаемого, никакой беды не будет. Если, однако, вам необходимо завершать обработку за время, меньшее 100 мкс, используйте МП 68008 с тактовой частотой 10 МГц, отчего все длительности окажутся меньше на 20%; это даст для наихудшего случая значение, меньшее 100 мкс (фактически 91 мкс). Однако при использовании более быстрого процессора не забудьте подправить программу обработчика, чтобы предоставить АЦП достаточное время для преобразования.

В целом, наше предположение, что МП 68008 позволит осуществлять выборку с частотой 10 кГц, оправдалось. Авторам это особенно приятно, так как мы написали все до последнего параграфа, и лишь

тогда сами узнали, что были правы. Очевидно также, что безнадежно добиться от нашего прибора частоты 20 кГц без перехода на аппаратную обработку данных.

11.09. Некоторые дополнительные соображения

В процессе разработки прибора мы, сталкиваясь с различными возможными вариантами элементов аппаратного или программного обеспечения, должны были принять какое-то решение. Во многих случаях выбор варианта не был однозначным. Чаще всего, правда, «наилучшее решение» представлялось очевидным, но иногда альтернативный вариант был ничем не хуже; в таких случаях, как правило, мы старались выбрать решение, отличающееся максимальной простотой или иллюстрирующее наиболее употребительную методику (избегая хитроумных приемов, основанных на тонких особенностях аппаратуры), а также приводящее к упрощению программы. В реальной жизни (в противоположность книгам) вполне естественно использовать особенности аппаратуры; естественно также писать сложные программы. Рассмотрим некоторые элементы нашего проекта, допускающие альтернативные решения.

Чтение состояния органов управления с помощью таблицы. В нашей программе предусмотрен программный блок, выполняющий чтение и анализ различных битов с управляющей панели, а также соответствующую установку программных параметров. Это распространенный и удобный способ настройки программы. Имеется, однако, и другое, не менее удобное решение, и при этом допускающее простую модификацию. Организуется короткий цикл опроса битов управляющей панели, при этом адреса портов, расположение битов и соответствующие им настраиваемые переменные программы описываются с помощью таблиц. Поскольку такая методика требует особых разъяснений и в нашем случае, возможно, привела бы к усложению программы, мы выбрали более простое решение: включение в программу однозначных строк чтения органов управления. Однако в приложениях с большим числом параметров, особенно, если вам может понадобиться изменять назначение или значения входных битов, удобнее использовать табличную методику.

Одновибратор подсветки. Мы использовали для подсветки луча дисплея «программный импульс» параллельного порта, потому что считали необходимым продемонстрировать эту полезную методику. При этом мы особо подчеркнули, что при включенных прерываниях нельзя получить надежный программный импульс. Другая возможность заключается в использовании (вместо бита параллельного порта) аппаратного импульсного генератора, например, микросхемы одновибратора. Такого рода микросхемы, вообще говоря, применять рискованно, однако для нашего случая прекрасно подходит микросхема 8536 CIO фирмы Zilog, содержащая встроенный одновибратор, с которого можно снять выходной сигнал. Этот одновибратор фактически образуется с помощью одного из трех встроенных таймеров, что позволяет программно управлять длиной его импульса (вы даже можете соединить два таймера последовательно и получить более длинный импульс). В нашем приборе используются не все таймеры; и описываемая методика оказывается весьма удобной. С ее помощью сокращается программа обработчика прерываний и возникает возможность оптимальной настройки длительности Z-импульса подтветки.

«Запоминание 1» для кнопки СТОП. При чтении состояния кнопки СТОП мы воспользовались полезным качеством микросхемы 8536, именно, наличием встроенного триггера «запоминания 1». При инициализации микросхемы 8536 можно придать свойство запоминания 1 любому биту входного порта; этот бит затем устанавливается при кратковременном нажатии на кнопку и удерживает это состояние до программного сброса при выполнении цикла записи в этот бит порта. Для нашего случая это очень удобно, потому что нам надо фиксировать нажатие кнопки СТОП только в конце развертки. Дли-

тельность развертки может составлять много секунд, и встроенная память позволяет избежать периодического считывания состояния кнопки СТОП; поэтому в нашей программе состояние бита СТОП анализируется только в конце развертки (см. рис. 11.21).

Большинство микросхем параллельных портов не содержит входной памяти, и вам может понадобиться запланировать в программе действия, которых нам удалось избежать. Сделать надо следующее. Прежде всего определите внутренний программный флаг, который можно назвать stop_at_end (останов в конце); в программе это определение следует поставить после stop_flag. Не забудьте сбросить этот флаг перед входом в цикл приема данных; удобно это сделать после считывания состояния управляющей панели. Далее добавьте в цикл update_loop несколько команд, чтобы периодически проверять вход stop_bit и, если кнопка СТОП нажата, установить флаг stop_at_end. Наконец, измените строки обработчика прерывания так, чтобы в конце каждой развертки проверялась не кнопка СТОП, а этот программный флаг.

Упражнение 11.17. Впишите карандашом предлагаемые изменения в листинг программы.

Обработчик прерывания: несколько точек входа или флаги? В программе обработчика прерываний мы предусмотрели несколько входных точек, по одной на каждое возможное состояние прибора (бездействие, ожидание сигнала запуска, начало развертки, накопление данных). Поскольку обработчик прерываний не является вызываемой подпрограммой, и вход в него осуществляется по вектору, программа при каждом изменении состояния изменяет и точку входа, загружая ее адрес в ячейки вектора (в начале памяти). Очевидно, что вместо этого можно иметь в обработчике одну точку входа, а для передачи управления на требуемый программный блок предусмотреть строки анализа флага. В этом случае программа передает обработчику информацию о требуемых действиях путем изменения состояния программного флага (вместо того, чтобы настраивать вектор прерываний). Такой метод отличается простотой, однако программа выполняется медленнее, поскольку при каждом входе в обработчик осуществляются проверки и переходы. Разница, впрочем, не так уж велика, и вы вполне можете изменять функцию драйвера с помощью флагов, если этот способ вам нравится больше.

Последовательный порт: дамп данных и управление ведомым. Как уже отмечалось в разд. 11.06, наш усреднитель сигналов не обладает важным свойством пересылки усредненных данных на другой компьютер. Программа выполнения этой операции не сложна, однако громоздка, так как должна включать процедуры инициализации (как для микросхемы 8536), упаковки данных, а также квитирования, чтобы приемник данных мог инициировать передачу данных и подтверждать их прием.

Если предположить, что связь с другим компьютером осуществляется через последовательный порт, имеет смысл использовать этот порт и в качестве альтернативной управляющей панели, чтобы внешний компьютер мог настраивать параметры и запускать накопление данных. Для этого специальная программа анализа должна «отлавливать» определенные байты, которые компьютер посылает в усреднитель, чтобы получить управление. С помощью дополнительных байтов определяются сами параметры (ширина канала, число разверток и др.), причем диапазоны изменения параметров не ограничиваются количеством фиксированных положений переключателей, как это имеет место в нашем приборе с управляющей панелью. Разумеется, надо предусмотреть программное обеспечение, переключающее прибор на управление от управляющей панели, если из компьютера не поступает запрос на управление. Это позволит нам и на земле погулять, и в рай попасть: простота настройки с помощью ручек на передней панели будет сочетаться с гибкостью компьютерного управления.

Чтение органов управления с плавной регулировкой. В описываемом микропроцессорном приборе нам удалось избежать

сложностей, присущих органам управления с плавной регулировкой, так как мы использовали более простые устройства – переключатели, каждый из которых связан с одним из битов параллельного порта. Нежелание разработчиков усложнять себе жизнь привело к появлению неоправданной тенденции полного отказа от органов плавной регулировки, которые заменяются (например, в генераторе с микропроцессорным управлением) парами кнопок «вверх» и «вниз». Возможно, вы, как и мы, испытываете ностальгическое желание плавно покрутить ручки. Наш усреднитель сильно выиграл бы при наличии ручки, позволяющей выбрать определенный канал и вывести на экран его адрес и число отсчетов в нем.

Простейший способ организации плавного управления в микропроцессорном приборе заключается в использовании АЦП, преобразующего напряжение от переменного резистора, укрепленного на передней панели и подключенного между напряжением +5 вольт (или другим, более удобным) и землей. В продаже имеются небольшие дешевые микросхемы 8-битных АЦП, скомпонованных с 8-битными мультиплексорами и дискретизаторами с памятью; обычно у вас остается несколько свободных входов, которые можно использовать для чтения нескольких органов управления на передней панели. Можно даже с помощью АЦП прочитать состояние n-позиционного поворотного переключателя – достаточно подключить его выводы к цепочке из $n-1$ резистора равной величины и подать на АЦП выходное напряжение!

Если вам нужно иметь лучшее разрешение, чем обеспечивает простой 8-битный АЦП, подумайте о многооборотном кодировщике. Он укрепляется на передней панели и имеет размер не больше обычного переменного резистора. Кодировщик содержит пару оптических прерывателей, формирующих, по мере вращения ручки, импульсы, сдвинутые по фазе на 90°. Сдвиг импульсов по фазе дает возможность определить, в каком направлении поворачивается ручка (см. рис. 8.97). В отличие от обычного переменного резистора, многооборотный кодировщик не имеет фиксатора, что и позволяет поворачивать его ось на много оборотов. Типичный узел такого рода серии Bourns EN формирует 256 импульсов на один оборот.

МИКРОСХЕМЫ АППАРАТНОЙ ПОДДЕРЖКИ МИКРОПРОЦЕССОРА

В нашем микропроцессорном приборе использованы 22 интегральные схемы, из которых 10 представляют собой мощные функциональные БИС (ЦП, память, параллельные и последовательные порты, календарь-часы, АЦП и ЦАП), а остальные 12, составляющие очевидное большинство, являются низменными вентилями, триггерами, буферами и фиксаторами. Эти микросхемы низкой и средней степени интеграции нужны для сочленения между собой больших микросхем и иногда называются «склеивающей логикой». Количество этого клея можно существенно уменьшить, если прибегнуть к помощи ПЛМ или даже (в условиях массового выпуска) заказных или полузаказных микросхем, специально разработанных под конкретную задачу. Тем не менее, фиксаторы и, особенно, тристабильные буферы используются весьма интенсивно во всех микропроцессорных системах, так что краткий обзор имеющихся возможностей вполне уместен. После этого мы коснемся некоторых распространенных поддерживающих БИС (последовательные и параллельные порты и преобразователи) и завершим главу обсуждением запоминающих устройств.

11.10. Микросхемы средней степени интеграции

Фиксаторы и D-регистры. Фиксаторы и регистры уже упоминались в разд. 8.24. Термин «фиксатор», строго говоря, относится к прозрачному фиксатору, у которого состояние выходов повторяет состояние соответствующих входов (на время действия сигнала разрешения). Так называемый фиксатор с фиксацией по фронту является, в действительности, регистром D-типа. Он состоит из D-тригге-

ров с общим тактовым входом. Различие в функционировании этих схем приводит к важным последствиям, когда они используются для фиксации данных, поступающих с магистрали, что связано с особенностями относительной синхронизации во времени сигналов данных и строба записи. В частности, в соответствии с протоколом некоторых микропроцессорных магистралей (например, машин IBM PC), данные не обязательно будут достоверными на фронте строба записи, однако гарантируется их достоверность на срезе этого сигнала (и в течение некоторого минимального времени после него); см. рис. 10.6 и 11.22. При использовании прозрачного фиксатора с разрешением на все время стробирующего сигнала на его выходе почти наверняка появятся переходные состояния, как это показано на рис. 11.22. С другой стороны, выходы регистра *D*-типа (тактируемого в нашем случае по срезу строба) изменяют свое состояние по перепаду строба и гарантированно не будут иметь ложных состояний. Важно отметить, что выходные биты, состояние которых с момента последнего цикла записи не изменялось, будут неизменно находиться в тех же состояниях, не подвергаясь действию переходных процессов; таким образом, с помощью выходных линий фиксатора можно спокойно создавать сигналы

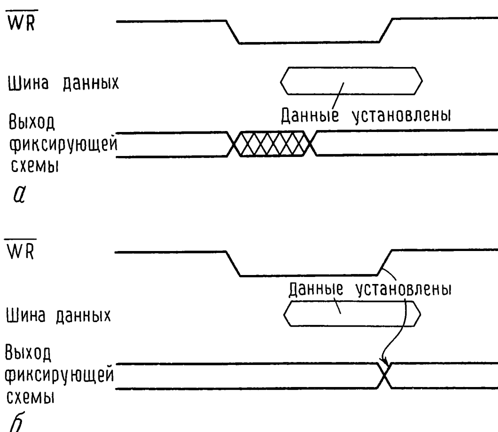


Рис. 11.22. Синхронизация цикла записи. *а* – прозрачный фиксатор; *б* – *D*-регистр с фиксацией по перепаду.

данных и стробов для управления последующими электронными цепями.

Делая выбор между фиксатором и регистром, учтите, что на выходе прозрачного фиксатора достоверные данные появляются раньше, и иногда это может оказаться решающим доводом. Учтите также, что на многих магистралях (в частности, МП 68008) правильные данные поддерживаются в течение всего стробирующего сигнала с учетом времен упреждения и удержания, и в этом случае *D*-регистр можно тактировать по фронту, если для этого хватит времени упреждения. Естественно, что на такой магистрали прозрачные фиксаторы не будут иметь на выходах переходных состояний.

На рынке имеется большое разнообразие и *D*-регистров, и прозрачных фиксаторов, с такими характерными чертами, как вход сброса, «разнесенные» выводы (все входы на одной стороне, все выходы на другой), инверсные выходы, тристабильные выходы (удобные для подключения к шине), а также раздельные по входам сигналы разрешения. Последнее качество упрощает внешнюю логику, позволяя тактировать фиксатор сигналом строба записи, а разрешать по входу сигналом с выхода дешифратора адреса. Характеристики фиксаторов были перечислены в табл. 8.9. Всеобщими любимцами являются восьмиразрядные тристабильные микросхемы '373 (фиксатор) '374 (*D*-регистр) или их модернизированные варианты с разнесенными выводами '573 и '574. Все они упакованы в DIP-корпусы с 20 выводами. В таком же корпусе выпускается микросхема '273, которая представляет собой микросхему '374 с сигналом сброса (но не тристабильную), а также микросхема '377 – вариант '374 с сигналом разрешения (но без трех состояний). Более новые «долговязые» DIP-корпусы с 24 выводами имеют привычную ширину 0,3 дюйма, но предоставляют несколько дополнительных выводов. Так, новейшая серия '821 включает 8- и 9-разрядные регистры и фиксаторы со входами разрешения и сброса и тристабильными выходами, и все это в корпусах с разнесенными выводами.

Заметьте, что во многих приложениях некоторые из этих узких микросхем с 20 и 24 выводами могут оказаться удобнее причудливых БИС параллельных портов с 40 выводами (шириной 0,6 дюйма). Например, в нашей разработке мы использовали для ЭЛД-порта 8-разрядный регистр '273, а для порта DIP-переключателей 8-разрядный буфер '240. Вместо этого можно взять БИС параллельного порта вроде Zilog 8536 (хотя для такого примитивного прибора хватило бы и более простой микросхемы Intel 8255), которая стоит дороже, потребляет больше места и питания и требует дополнительного программирования. Однако для БИС характерна меньшая мощность выходов (1,7 мА на выходе и ничтожный входной ток у микросхемы 8255, в сравнении с 8 мА как на входе, так и на выходе у микросхемы 'HCT273). Некоторые микросхемы фиксаторов/регистров средней степени интеграции, когда дело доходит до выходных характеристик, напоминают могучих битюгов: микросхемы семейства 'AC(T) могут принимать и отдавать до 24 мА, а для серии 'AS821 характерны значения 24 мА по входу и 48 мА по выходу. С другой стороны, БИС начинают играть всеми цветами радуги, когда вам требуется богатство возможностей (прерывания, причудливые режимы входов и выходов и т. д.), а не просто грубая сила.

Буферы. Другой тип микросхем, используемый в микропроцессорных разработках целыми пригоршнями,– это тристабильные буферы. С их помощью на шине устанавливают адреса и данные. Чаще всего вы просто посылаете данные в ЦП, как это было с вашим простым вводом данных с DIP-переключателя. Как и в случае фиксаторов, имеются варианты микросхем шириной 8 бит и более, с 20 и 24 выводами. Микросхемы могут иметь такие черты, как входной гистерезис (для подавления шума), инверсные выходы, разнесенные выводы, а также раздельные входы разрешения для двунаправленной передачи. Специальные двунаправленные буферы со входами направления и разрешения (вместо пары входов разрешения) называются приемопередатчиками; в

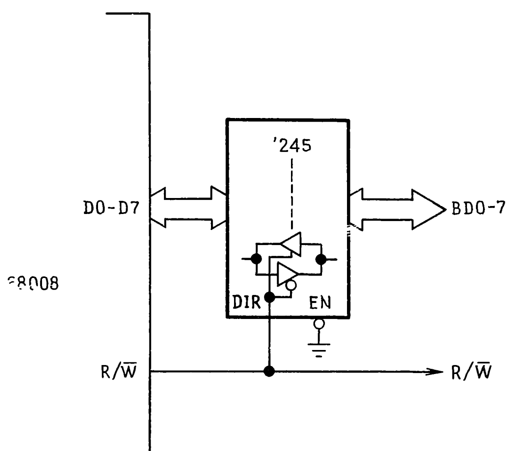


Рис. 11.23. Шинный приемопередатчик.

табл. 8.5 перечислены их характеристики. На рис. 11.23 показан двунаправленный буфер, использованный для усиления относительно маломощной (~ 5 мА) шины данных микропроцессора, что позволяет нагружать ее сопротивлением и емкостью платы, заполненной микросхемами; такие буферы обязательны в микрокомпьютерах, где плата ЦП должна направлять относительно большие токи в системную шину на объединительной плате, характеризующуюся высокой емкостью.

Часто можно найти микросхему средней степени интеграции с тристабильным выходным буфером и другими удобными для вас чертами; например, счетчик, фиксатор или даже АЦП/ЦАП с тристабильными выходами можно непосредственно подсоединить к микропроцессорной шине. В нашем примере так подключены АЦП/ /ЦАП. На рис. 11.24 показан другой пример буферизации шины: в некоторых микропроцессорах (например, 8086 и 8088) для экономии места функции выводов комбинируются, и на одни и те же выводы мультиплексируются и данные, и младшие разряды адреса. Выходной сигнал ALE (address latch enable, разрешение адресных фиксаторов) сопутствует правильному адресу и используется, как это показано на рисунке, для разрешения группы фиксаторов. Однако фиксировать данные нет необходимости, потому что стробирующие сигналы RD' и WR' дейст-

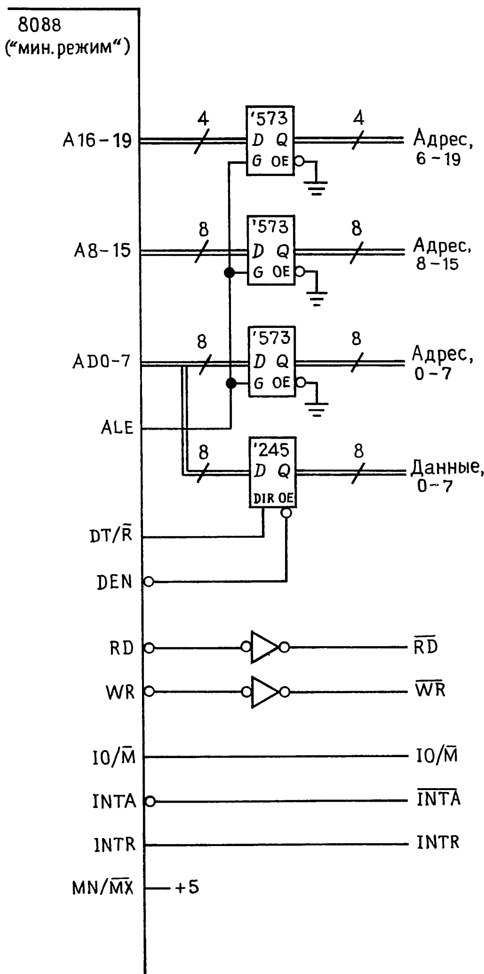


Рис. 11.24. Мультиплектированная шина данных/адреса.

вуют только когда сигналы данных имеют правильное значение. Обратите внимание на использование для буферизации двунаправленных линий данных приемопередатчика '245.

11.11. Периферийные БИС

Общие характеристики. Как уже упоминалось, БИС аппаратной поддержки микропроцессора обычно выполняются на базе КМОП- или nМОП- технологии и заключаются в корпуса с 28 или 40 выводами. Для таких БИС характерна высокая степень гибкости, причем их параметры часто допускают программную настройку. Обычно эти БИС предназначаются для определенных микропроцессоров, но фактически их универсальность позволяет использовать БИС одной фирмы с микропроцессором другой; так, мы объединили в нашей разработке календарь-часы фирмы Intersil и два порта фирмы Zilog с ЦП фирмы Motorola. Новые модели периферийных БИС обычно дороги (например, цена микросхемы 8530 составляет около 25 долл.), стоя иной раз больше, чем сам ЦП. Однако постепенно цена модели падает по экспоненциальному закону, что характерно для технологии интегральных схем (и, к сожалению, мало для чего еще в этом мире!). На рис. 8.87 был проиллюстрирован этот, видимо, универсальный закон «Кремниевой Долины» (расположенной на разломе Сан-Андреас между Сан-Франциско и Сан-Хосе).

Несмотря на наши иной раз нелестные замечания в адрес периферийных БИС, они в ряде случаев абсолютно незаменимы; достаточно вспомнить дисковые и видеоконтроллеры. Другим широко распространенным типом БИС поддержки является УСАПП, универсальный синхронно-асинхронный приемопередатчик.

Как использовать УСАПП. УСАПП представляет собой микросхему последовательного порта с микропроцессорным управлением, например Zilog 8530 в нашей разработке. Хороший УСАПП обеспечивает программное управление скоростью передачи, многообразие форматов кадра (число бит, контроль четности и проч.), универсальные синхронные режимы работы (по протоколам вроде HDLC и SDLC), выбор метода модуляции (без возвращения к нулю, частотный, манчестерский), восстановление тактовой синхронизации, контроль ошибок и т. д. Большинство УСАПП обеспечивает режим прерываний, а многие даже блочную передачу данных по каналу ПДП. Почти любое семейство ЦП имеет собственный УСАПП, хотя о совместимости разных УСАПП мало кто думает. Например, фирма IBM для работы с МП Intel 8088 на своих компьютерах PC выбрала УСАПП National 8250 вместо Intel 8251. Мы оста-

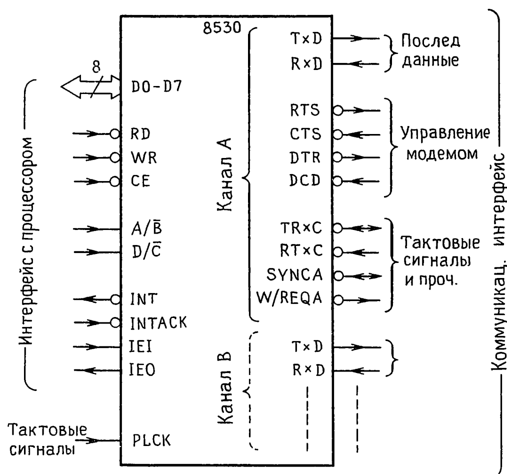


Рис. 11.25. Сигналы «последовательного коммуникационного контроллера» (УСАПП) Zilog 8530.

новились на Zilog 8530 (он используется также в компьютере Макинтош) из-за его гибкости, доступности и цены, и именно с его помощью мы рассмотрим вопросы подключения и программирования УСАПП.

УСАПП чаще всего используются для пересылки данных на или из терминалов, модемов, устройств для получения твердых копий (принтеры, плоттеры), а также для непосредственной связи компьютеров в общем во всех случаях, когда основными требованиями являются универсальная совместимость и простота соединения. Обычно по линии с помощью биполярных уровней интерфейса RS-232 последовательно передаются коды ASCII, как это было описано в разд. 9.14 и 10.19. В таких простых системах связи УСАПП эксплуатируется в асинхронном режиме, когда каждый 8-битовый символ заключается между старт- и стоп-битами и передается в виде 10-битовой строки с одной из стандартных скоростей; для такого рода применений микросхема 8530 слишком хороша.

Микросхема 8530 выпускается в корпусе с 40 выводами (рис. 11.25); она взаимодействует с ЦП с помощью набора процессорных интерфейсных линий, а с внешним миром – одновременно и независимо с помощью набора коммуникационных интерфейсных линий.

Интерфейс с процессором. Для подключения к шине ЦП в микросхеме 8530 предусмотрены 8 двунаправленных линий данных, а для программно-управляемого ввода-вывода обычная пара стробирующих сигналов (RD′, WR′) и сигнал разрешения микросхемы (CE′). Вход A/B определяет, к какому из двух каналов УСАПП осуществляется обращение, а сигнал D/C′ показывает, передаются ли данные (высокий уровень D/C′) или информация управления/состояния (низкий уровень D/C′). Как и в микросхеме 8536, здесь предусмотрено большое количество регистров управления/состояния, доступ к которым осуществляется парами последовательных пересылок (посмотрите еще раз программные строки инициализации порта 8536). Обычно линии A/B и D/C′ попросту подключаются к младшим адресным линиям ЦП, что отображает их на начало адресного пространства, начинающегося с базового адреса УСАПП (определяемого логикой декодирования адреса в устройстве). Наконец, интерфейс с процессором включает четыре линии прерываний.

Коммуникационный интерфейс. Каждый из двух каналов УСАПП (обозначаемых A и B) включает линии передачи и приема последовательных данных (TxD, RxD) вместе с линиями, обеспечивающими квитированное управление модемом (RTS, CTS и т. д.). Соответствующие этим линиям выводы можно обнаружить в разъеме на задней панели компьютера. Кроме этого, предусмотрены менее знакомые тактовые линии, используемые только для синхронной передачи (TRxC, RTxC). Наконец, УСАПП требуется внешний тактовый сигнал с частотой, в 32 раза превышающей наивысшую скорость передачи.

УСАПП не имеет никакого представления о биполярных уровнях интерфейса RS-232, поэтому на всех упомянутых линиях следует использовать драйверы и приемники уровней RS-232. В течение десятилетий в качестве интерфейсных микросхем для уровней RS-232 использовались классические модели биполярных

счетверенных драйвера 1488 и приемника 1489; однако для нашего прибора мы выбрали КМОП-микросхему MAX233 (сдвоенный драйвер/приемник), большим достоинством которой является наличие встроенных удвоителей напряжения и инверторов, что позволяет ограничиться единственным источником питания +5В. Заметьте, что мы не связывались с линиями управления модемом (RTS, CTS, DSR, DTR); вообще их, как правило, игнорируют, используя вместо аппаратного программное квитирование (Ctrl-S, Ctrl-Q), включаемое в поток данных.

Программное обеспечение. Как уже отмечалось, режимы работы УСАПП устанавливаются командами программы. Байт, посылаемый в УСАПП в командном режиме (сигнал D/C′ имеет низкий уровень), интерпретируется УСАПП, как команда управления и устанавливает рабочий режим. Таким образом можно определить вид передачи (синхронная или асинхронная), число стоп-бит, контроль четности или нечетности и т. д. Простые УСАПП вчерашнего дня имели всего один управляющий регистр и программировались легко; хитроумные микросхемы вроде 8530 содержат буквально десятки регистров и для программирования требуют квалификации доктора философии. К сожалению, такова цена, которую вы платите за исключительную гибкость мощных БИС аппаратной поддержки микропроцессора.

Для иллюстрации сказанного рассмотрим последовательность команд инициализации микросхемы 8530 для работы в следующем режиме: асинхронная последовательная передача по каналу A, скорость 1200 бод, 8 бит, без контроля четности, 1 стоп-бит; кроме того, мы запретим прерывания. Полная процедура инициализации длинна и утомительна; мы приведем программу целиком, однако во всей красе рассмотрим лишь один-два важнейших командных байта. В табл. 11.6 перечислены регистры записи и чтения микросхемы 8530, доступ к которым, как мы уже объясняли, осуществляется в два этапа: сначала передается номер регистра в качестве команды (D/C′ в низком состоянии), а затем происходит запись в регистр (или чтение из него). Для буферов передачи и приема (WR8 и RR8) двухэтапная процедура не приемлема, так как эти регистры используются при пересылке каждого байта; для них достаточно простых операций чтения или записи при D/C′ в высоком состоянии. Точно так же, байт состояния буфера требует непосредственного доступа, поскольку чтение его флага обычно осуществляется при каждой пересылке байта данных; в микросхеме

Таблица 11.6. Регистры микросхем Zilog 8530

Регистр	Функция
Регистры чтения	
RR0	Состояние буферов приема-передачи и внешнее состояние
RR1	Состояние условия специального приема
RR2	Немодифицированный вектор прерывания (канал A); модифицированный вектор (канал B)
RR3	Биты незавершенных прерываний
RR8	Буфер приема
RR10	Общее состояние
RR12	Счетчик скорости пересылки (младший байт)
RR13	Счетчик скорости пересылки (старший байт)
RR15	Информация о прерывании, внешнее/состояние
Регистры записи	
WR0	Инициализация, указатели
WR1	Прерывания и пересылка, определение режима
WR2	Вектор прерывания
WR3	Прием, параметры и управление
WR4	Общие параметры и режимы
WR5	Передача, параметры и управление
WR6	Символы синхронизации или адресное поле SDLC
WR7	Символ синхронизации или флаг SDLC
WR8	Буфер передачи
WR9	Управление и сброс прерывания ведущего
WR10	Биты общего управления передачи/приема
WR11	Управление режимом генератора
WR12	Счетчик скорости пересылки (младший байт)
WR13	Счетчик скорости пересылки (старший байт)
WR14	Биты общего управления
WR15	Управление прерыванием, внешнее/ /состояние

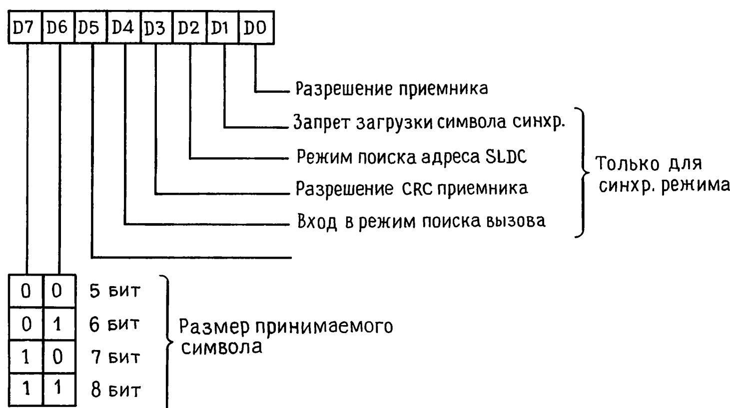


Рис. 11.26. Два регистра, используемые для инициализации микросхемы Zilog 8530.

8530 предусмотрено чтение RR0 с помощью простой операции чтения команды/состояния (D/C′ в низком состоянии). Ниже мы рассмотрим все это подробнее на основе простых программ на языке ассемблера.

Каждый бит каждого регистра что-то означает. Например, на рис. 11.26 можно найти регистры WR3 и WR4, с помощью которых устанавливаются различные коммуникационные характеристики. В регистре WR3 к асинхронным операциям относятся только биты D0 разрешения приемника, D5 разрешения аппаратного квитирования (см. след. раздел) с помощью сигналов управления модемом CTS и DCD, а также два старших бита, определяющие число бит на символ. Остальные биты связаны с синхронными режимами, которые мы собираемся выключить соответствующим выбором D2–D3 в WR4. Таким образом, мы устанавливаем (D7, D6) = (1,1), D5 = 0 и D0 = 1, т.е. в WD3 мы посылаем шестнадцатеричный байт

C1. С помощью WR4 мы задаем режим генератора x16 (минимальный делитель для асинхронных операций – УСАПП должен выполнять опрос сигнала каждого бита в его середине, поэтому частота входного генератора делается кратной частоте передачи), 1 стоп-бит на символ (используется всегда, за исключением устаревшего стандарта на телетайпную передачу со скоростью 110 бод), отсутствие контроля четности; получается шестнадцатеричный байт 44. Заметьте, что состояние битов D5–D4 не имеет значения, так как они управляют синхронной передачей; произвольно также состояние D1 (контроль четности или нечетности), если D0 (включение контроля) равен 0. Заметьте также, что установка 1 стоп-бита на символ (что имеет смысл только для асинхронного режима) автоматически выключает синхронный режим, а вместе с ним и все биты регистра управления, определяющие синхронные операции (например, D4–D1 в регистре WR3).

Таким же образом можно управиться и с остальными управляющими регистрами. Это довольно скучная работа, в процессе которой легко допустить ошибки. В табл. 11.7 приведены правильные, как мы надеемся, значения байтов (мы их тщательно проверили!). Обратите внимание на состояние XX (произвольное) для регистров, игнорируемых нами, в силу того, что мы не используем ни прерываний, ни синхронного режима. Регистр WR9 выполняет полный сброс микросхемы, который должен предшествовать любым другим командам. С помощью регистров WR12 и WR13 устанавливается 16-разрядное значение делителя частоты передачи, которое для микросхемы 8530 дается выражением

частота передачи $= f_{\text{такт}}/[2\,(\text{режим генератора}) \times (\text{делитель} + 2)]$.

Таким образом, при частоте генератора 4 МГц и режиме генератор × 16 для скорости передачи 1200 бод получаем делитель 102_{10} (фактически скорость передачи составит 1201,92 бод, что весьма близко к заданному значению). При выбранной нами частоте генератора возможны все стандартные скорости передачи вплоть до 9600 бод (для этой скорости делитель должен быть равен 13).

Таблица 11.7. Инициализация последовательного порта 8530[1)]

Регистр	Байт[2)]	Результат
WR0	(Указатель регистра)	Используется для доступа к WR1-WR15
WR1	00	Запрет прерываний
WR2	XX	Вектор прерываний (если разрешены)
WR3	C1	8 бит, разрешение приема
WR4	44	× 15, 1 стоп-байт без контроля
WR5	68	8 бит, разрешение передачи
WR6	XX	Символ синхронизации (только синхронный режим)
WR7	XX	Символ синхронизации (только синхронный режим)
WR8	(Буфер передачи)	Передаваемые данные (прямой доступ с D/C′ = 1)
WR9	CO	Сброс
WR10	XX	Режимы синхронных операций
WR11	50	Такты приема/передачи от генератора скорости пересылки
WR12	102_{10}	Делитель скорости пересылки – старший байт
WR13	00	Делитель скорости пересылки – младший байт
WR14	03	Разрешение генератора скорости пересылки
WR15	XX	Режимы прерываний (если разрешены)

[1)] Асинхронный режим, 1200 бод, 8 бит, без контроля четности.

[2)] XX – произвольное состояние; все числа шестнадцатеричные, кроме WR12.

Заметьте, что в вашем распоряжении все многочисленные режимы работы УСАПП, устанавливаемые соответствующими последовательностями инициализирующих управляющих байт. Микросхема 8530, как и все УСАПП, обеспечивает также синхронную коммуникацию в различных режимах со скоростями до 1 Мбит/с; это особенно полезно для пересылки данных между двумя процессорами. Для нашего прибора такой способ пересылки не имеет смысла в силу ограниченного объема оперативной памяти, однако он может ока-

Программа 11.4

```
      ; Инициализация последовательного порта
      ; Адреса последовательного порта
CTRL_A    EQU    $85001    ; Канал A, управление
CTRL_B    EQU    $85000    ; Канал B, управление
DATA_A    EQU    $85003    ; Канал A, данные
DATA_B    EQU    $85002    ; Канал B, данные
      ; Инициализируем канал A (однако см. предостережения в тексте)
          MOVE.L   #CTRL_A,A0     ; Адрес порта будет часто использоваться
          MOVE.B   #$9,(A0)       ; Первый WR9, чтобы сбросить микросхему
          MOVE.B   #$C0,(A0)      ; Сбросим оба канала
          MOVE.B   #4,(A0)        ;
          MOVE.B   #$44,(A0)      ; Такты × 16, стоп-бит, без контроля четности
          MOVE.B   #1,(A0)
          MOVE.B   #0,(A0)        ; Запретим прерывания
          MOVE.B   #3,(A0)
          MOVE.B   #$C1,(A0)      ; Прием 8 бит/символ, разрешить прием
          MOVE.B   #5,(A0)
          MOVE.B   #$68,(A0)      ; Передача 8 бит/символ, разрешить передачу
          MOVE.B   #11,(A0)
          MOVE.B   #$50,(A0)      ; Такты Tx и Rx от генератора скорости пере-
                                  ; сылки
          MOVE.B   #12,(A0)
          MOVE.B   #102,(A0)      ; Делитель скорости пересылки, младший байт
          MOVE.B   #13,(A0)
          MOVE.B   #0,(A0)        ; Делитель скорости пересылки, старший байт
          MOVE.B   #14,(A0)
          MOVE.B   #$03,(A0)      ; Разрешить генератор скорости пересылки
; Все оставшиеся регистры WR влияют только на синхронную пересылку
```

заться полезным при подключении жесткого диска.

Обратите внимание на необходимость пересылки из ЦП в УСАПП правильной последовательности инициализирующих байт до того, как начнут передаваться какие-либо последовательные данные, как это было и в случае параллельного порта 8536; в нашем примере последовательный порт не использовался, так что мы опустили его инициализацию. Программа 11.4 дает понятие о процедуре инициализации. Сложность программы (включая декодирование таблиц с данными с целью определения управляющих байтов) – это цена, которую вы платите за исключительную гибкость БИС поддержки микропроцессора.

После того как с помощью управляющих регистров установлен режим работы УСАПП, можно передавать и принимать байты данных с помощью циклов ЦП записи и чтения при высоком уровне сигнала D/C′. С целью определения наличия нового, ожидающего приема в ЦП байта данных или возможности пересылки в УСАПП нового байта для его дальнейшей передачи следует опрашивать регистр состояния (при низком уровне D/C′), конкретно D0 в регистре RR0 в первом случае, и D2 в том же регистре во втором. В дополнение к этому по другим битам регистра состояния можно судить о фиксации ошибки четности, потере принимаемых данных и т. д. Часто эти страшные удары судьбы можно игнорировать и смело идти вперед. В программе 11.5 приведены фрагменты пересылки данных при том же, что и раньше, отображении регистров на адресное пространство.

Учтите, что эти примеры, в которых используется программный ввод-вывод с проверкой состояния (см. разд. 10.06–10.08), иллюстрируют работу простейших программных драйверов. В них работа ЦП останавливается на время цикличе-

Программа 11.5

```
; Программа передачи
; Вход здесь, передаваемый байт данных в D0
trans:    BTST.§     #2,CTRL_A      ; Буфер передатчика пуст?
          BEQ        trans          ; Если нет, будем повторять проверку
          MOVE.B     D0,DATA_A      ; Если да, пошлем байт
          RTS                       ; И возврат
; Программа приема
; Принимаемый байт данных возвращается в D0
recv:     BTST.B     #0,CTRL_A      ; Символ в приемнике есть?
          BEQ        recv           ; Если нет, будем повторять проверку
          MOVE.B     DATA_A,D0      ; Если да, получим байт
          RTS                       ; И возврат
```

ского опроса флага состояния. Использование механизма прерываний позволяет повысить эффективность работы ЦП; это особенно справедливо для операций ввода. Микросхема 8530 может возбуждать прерывания по любому указанному условию; от нее даже можно получить в качестве подтверждения выбранный вами 8-битовый вектор, если использовать линии подтверждения прерывания (IEI, IEO, INTACK). Все эти возможности реализуются с помощью управляющих байтов инициализации.

Микросхемы параллельного ввода-вывода (PIO). В состав нашего микропроцессорного прибора была включена многофункциональная микросхема параллельного порта (такого рода схемы часто объединяются с одним или несколькими таймерами). Использованная нами микросхема 8536 принадлежит тому же семейству, что и микросхема последовательного порта 8530 и использует схожие интерфейс с процессором и протокол настройки. Хорошие микросхемы параллельных портов позволяют программировать для каждого бита в отдельности направление передачи и режим (с фиксацией, с открытым стоком, с инверсией). Протокол передачи данных также можно запрограммировать; например, в микросхеме 8536 можно разрешить векторизуемые прерывания по любому сочетанию входных бит. Можно также выбрать один из четырех режимов квитирования (см. ниже).

Микросхемы PIO, как и все периферийные БИС, разрабатываются на базе nМОП- и КМОП-технологий, причем в новых разработках используется в основном последняя. С выходов таких схем можно снять, как правило, несколько мА, однако nМОП-схемы, в отличие от КМОП, обеспечивают лишь доли мА. Поэтому они обычно используются совместно с микросхемами мощных драйверов, позволяющих подключать к ним нагрузку, требующую значительных токов. Не пытайтесь подключать реле непосредственно к выходу микросхемы PIO (см. наши замечания относительно микросхем среднего уровня интеграции в разделе «Фиксаторы и *D*-регистры»).

На рис. 11.27 показан пример реальной схемы, конкретно для управления 6-разрядным дисплеем. Конечно, вам придется написать программу для периодического вывода последовательных десятичных чисел, а также и «шагающего бита» через порт А, не забыв запретить прерывания на время вывода, чтобы предотвратить мерцание. Другой, более простой способ управления многоразрядным ЭЛД-дисплеем в микропроцессорной системе заключается в использовании чего-то вроде семейства «интеллектуальных дисплеев» фирмы Siemens – дисплейных секций, отображаемых на память, и выглядящих с точки зрения ЦП просто как участки памяти (см. рис. 9.24); поскольку такие дисплеи запоминают выводимые числа, запись в них требуется выполнять только при смене отображаемого числа.

Квитирование. Процедура квитирования требует некоторых пояснений. Представьте себя на месте внешнего устройства, посылающего байты данных в процессор через порт PIO. Вы хотите узнать, готов ли PIO принять следующий байт, т. е.

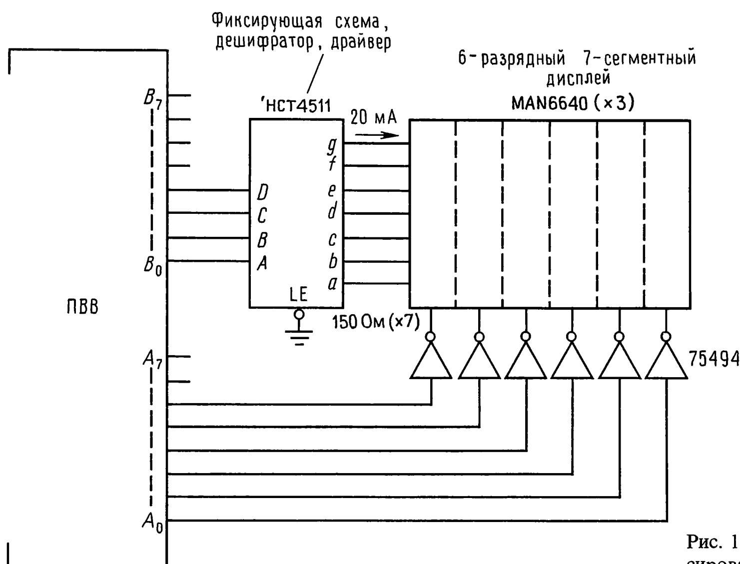


Рис. 11.27. Управление мультиплексированным дисплеем от PIO.

извлечен ли процессором предыдущий байт. Для выполнения этой операции следует предусмотреть в PIO специальный выход «готов к приему данных» (ready for data, RFD), который сбрасывается PIO после получения от вас нового байта, и вновь устанавливается после того, как этот байт забирается центральным процессором. Другими словами, вы имеете право стробировать свои данные в любой момент, если только установлен RFD.

На рис. 11.28 показано, как реализуется это «взаимное квитирование», которое является одним из четырех режимов квитирования, предусмотренных в микросхеме 8536. При вводе данных внешний источник может установить данные, но не устанавливает строб ACKIN′ (такое название этого вывода придумала фирма Zilog!) до обнаружения установленного сигнала RFD. Устройство снимает строб (и может снять данные), обнаружив сброс RFD, затем снова ожидает установки RFD. При выводе данных процессы протекают аналогично. PIO устанавливает сначала данные, затем сигнал DAV′ (data available, данные установлены). Внешнее устройство фиксирует данные, после чего устанавливает сигнал подтверждения ACKIN′. Это заставляет PIO сбросить и данные, и DAV′. Последнее воспринимается внешним устройством, как команда на сброс ACKIN′, чем начинается новый цикл. Заметьте, что квитирование полностью взаимно, т. е. каждый участник передачи данных на каждом шаге ждет за-

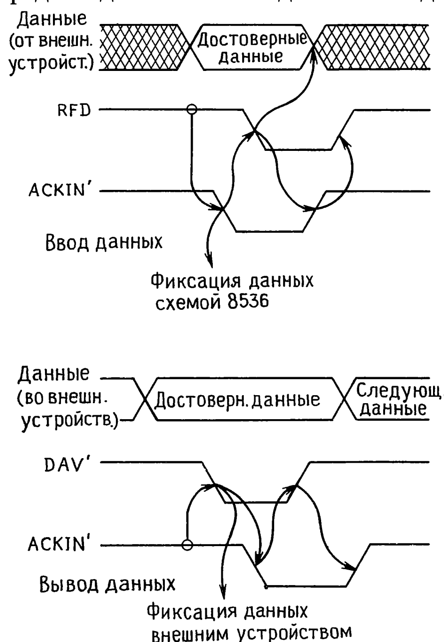


Рис. 11.28. Квитирование.

вершения своей части операции вторым соучастником. Такое полностью взаимное квитирование гарантирует отсутствие потерь данных. Иногда, однако, протокол можно упростить. В микросхеме 8536 предусмотрен режим «импульсного квитирования», в котором сигнал ACKIN′ не обязан ожидать разрешения на сброс; в этом случае сигнал ACKIN′ представляет собой импульс длительностью по меньшей мере 250 нс, возбуждаемый, когда установлены RFD или DAV′, как было описано выше.

Легко сообразить, что режим квитирования выбирается в процессе инициализации посылкой тех же всеобъемлющих управляющих байтов. Если выбран один из режимов квитирования, все или некоторые из четырех линий порта С используются в качестве ACKIN′, DAV′ и RFD. Если вы не назначаете порту режим квитирования, линии порта С можно использовать, как обычные биты ввода-вывода, точно так же, как порты А и В.

Предупреждение: общий недостаток многих периферийных БИС, особенно с тактирующим входом, заключается в непомерно большом времени успокоения после каждой операции. Весьма показателен наш опыт работы с микросхемой 8530: при использовании МП 68000 на частоте 10 МГц пришлось между последовательными циклами вывода включить несколько команд NOP, потому что скорость, с которой ЦП мог посылать последовательные байты (интервал между байтами 0,8 мкс) была выше скорости их приема микросхемой 8530 (минимальное значение «допустимого времени восстановления после доступа» для 8530 составляет 1,7 мкс). Учтите также своеобразные требования к синхронизации процессорного интерфейса. Вспомним, что в нашем микропроцессорном приборе периферийные схемы Zilog требовали необычно большого времени предустановки адреса по отношению к фронту строба чтения (80 нс), что заставило нас добавить схемы для генерации задержанного сигнала RD′. Эти особенности, с которыми вы не встретитесь при использовании простых цифровых схем среднего уровня интеграции, являются результатом необходимости тактирования внутренних состояний микросхемы, относительно низкой скорости работы КМОП-схем, или и того, и другого.

Единственный путь борьбы с этими неприятностями БИС – тщательное проектирование, что включает в себя внимательное изучение технических характеристик микросхем, обмен опытом с другими пользователями и исчерпывающее тестирование. Если, испытывая опытный образец, вы замечаете какую-то аномалию, не надейтесь, что она пропадет в более тщательно разработанном конечном варианте. Как раз наоборот, именно аномалии вам и надлежит отыскивать. Обычно, отлаживая опытный образец, вы можете испытать свою схему гораздо надежнее, искусственно изменяя тактовую частоту, питающее напряжение и, возможно, температуру (с помощью тепловой пушки).

Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи на микропроцессорной магистрали. Ввиду широкого внедрения устройств сбора данных с микропроцессорным управлением (в противоположность автономным приборам) новейшие модели АЦП и ЦАП стали разрабатываться с учетом возможности их подключения к микропроцессорной магистрали. Например, «микропроцессорно-совместимые» ЦАП имеют шины передачи входных данных шириной 1 байт и два входных буфера, так что вы можете зафиксировать 12-разрядную величину, поступающую по 8-разрядной шине, за два цикла записи; двойная буферизация обеспечивает одновременное поступление на вход преобразователя всех 12 разрядов преобразуемой величины, что уменьшает переходные выбросы на выходе. Аналогично этому микропроцессорно-совместимые АЦП комплектуются тристабильными выходными драйверами, организованными в группы шириной 8 бит. И АЦП, и ЦАП часто используют «магистрально-ориентированные» сигналы типа RD′, WR′ и CS′. Такие преобразователи можно непосредственно подключать к микропроцессорной магистрали, используя лишь незначительный объем «склеивающей» логики

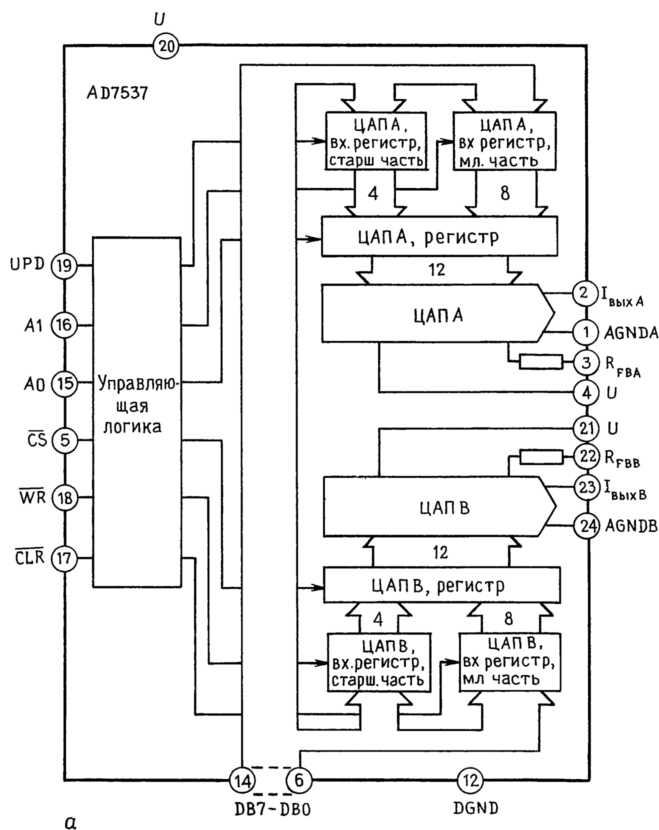
для декодирования адреса. Вам не приходится мучиться с обычными интерфейсными атрибутами вроде внешних фиксаторов и тристабильных драйверов. Можете вспомнить, как все просто выглядело в нашем приборе, включавшим и АЦП, и ЦАП.

Несколько примеров. Микросхема AD7537 фирмы Analog Devices представляет собой двухканальный 12-разрядный ЦАП с 8-битовой загрузкой (т. е. каждая 12-битовая величина загружается за два цикла магистрали, как $8 + 4$), со средствами одновременного обновления двух 12-разрядных каналов с двойной буферизацией (рис. 11.29); вариант AD7547 снабжен входом, шириной 12 бит, предназначенным для 16-разрядных магистралей. Микросхема AD7572 той же фирмы – это 12-разрядный АЦП, не требующий «склеивающих» схем, с возможностью параллельного вывода шириной 8 или 12 бит через тристабильные драйверы; эту схему можно легко подключить к микропроцессорным магистралям шириной как 8, так и 16 бит. Некоторые преобразователи, совместимые с магистралями, даже позволяют задавать выравнивание слова, меньшего по ширине, чем магистраль, влево или вправо. Выбирая преобразователь для подключения к микропроцессорной магистрали, остерегайтесь устройств с замедленной синхронизацией процессорного интерфейса (что не имеет никакого отношения к скорости преобразования), которая может заставить вас предусматривать состояния ожидания, задержанные стробы и т. д. Например, микросхема AD558, во всех остальных отношениях превосходный автономный 8-разрядный АЦП, характеризуется минимальным временем упреждения данных по отношению к срезу сигнала WR′ 200 нс, что требует, при использовании его с МП 68008, введения состояния ожидания.

При подключении к микропроцессору любого АЦП с разрешением 12 бит и более подумайте об изоляции выходов микросхемы АЦП от системной магистрали с помощью буферов (или даже опторазвязок); в противном случае переходные процессы в цифровых цепях и наводки от микропроцессора могут легко ухудшить разрешение. При высоком разрешении (16 бит и более) может оказаться необходимым разместить преобразователь вне корпуса, содержащего цифровую электронику. В качестве примера возможных неприятностей мы можем описать наш опыт работы с промышленной платой 16-разрядного АЦП, предназначенного для IBM PC. Модуль преобразователя размещался прямо на плате, внутри компьютера. Мы скептически отнеслись к возможности достижения максимального 16-битового разрешения, и перед покупкой платы осведомились, какова будет реакция АЦП на приложение к его аналоговым входам постоянного напряжения. В отделе технической поддержки фирмы-изготовителя нас заверили, что колебания будут «не более двух соседних цифровых кодов». Фактически выходные показания метались в пределах семи соседних кодов, что снижало разрешение до 14 бит. По предложению фирмы мы принесли им плату для испытаний, которые лишь подтвердили проблему шума. Когда мы спросили «как же так?», нам сказали, что введший вас в заблуждение сотрудник уже у них не работает. Нам сообщили, что все их платы работают точно так же; и, добавляя оскорбления к ущербу, пригрозили взыскать с нас стоимость «обслуживания», состоявшего в испытаниях платы.

11.12. Запоминающие устройства

В обычном микрокомпьютере увеличить объем памяти несложно – вам лишь надо решить, сколько мегабайт стоит добавить, и к какому поставщику обратиться. Больше умственных усилий надо затратить при разработке прибора с микропроцессорным управлением, где распределение памяти является элементом проектирования, и где совместно используются блоки запоминающих устройств разных типов – энергонезависимые ПЗУ для хранения программ, а энергозависимые ОЗУ для временного размещения данных и стеков, а также как рабочее пространство программы. Энергонезависимые ПЗУ с «зашитыми» программами широ-



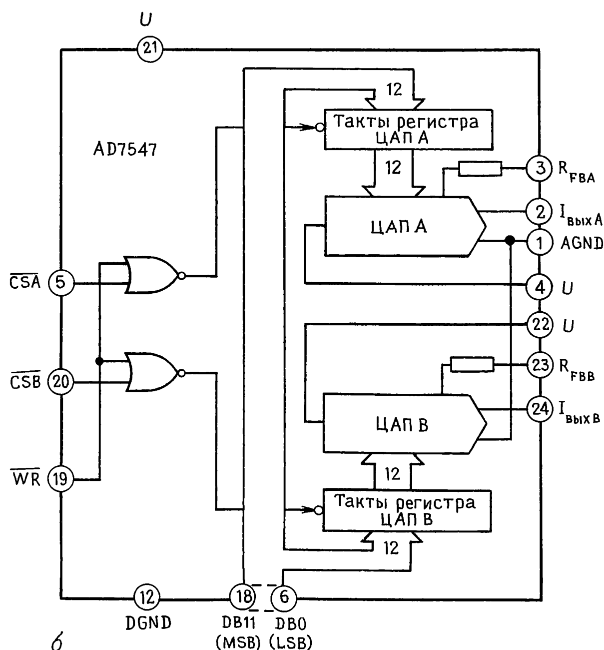


Рис. 11.29. 12-разрядные двухканальные ЦАП (с любезного разрешения Analog Devices). *а* – микросхема 7537 с шириной загрузки 1 байт; *б* – микросхема 7547 с шириной загрузки 12 бит.

ко используются в микропроцессорных устройствах, чтобы избавиться от необходимости каждый раз при включении прибора загружать программу. В настоящем разделе мы рассмотрим различные виды памяти: статические и динамические ОЗУ (оперативные запоминающие устройства), РПЗУ (репрограммируемые постоянные запоминающие устройства), ЭРПЗУ (электрически стираемые репрограммируемые постоянные запоминающие устройства). Как только вы немного в них разберетесь, выбор уже не составит труда. Можете сразу обратиться к рис. 11.35, где мы свели воедино типы запоминающих устройств.

Статические и динамические ОЗУ. В статических ОЗУ биты хранятся в матрицах триггеров, в то время как в динамических ОЗУ – в заряженных конденсаторах. Бит, записанный в статическое ОЗУ, остается в нем до тех пор, пока не будет перезаписан, или пока не выключится источник питания. В динамическом ОЗУ данные, если их не «регенерировать», исчезнут менее чем через секунду. Другими словами, динамическое ОЗУ непрерывно забывает данные, и чтобы их сохранить, приходится периодически опрашивать «строки» двумерной матрицы битов в микросхеме памяти. Например, в ОЗУ объемом 256 кбит к каждому из 256 рядов приходится обращаться каждые 4 мс.

Вы можете задаться вопросом, кому же придет в голову выбирать динамическое ОЗУ? Дело в том, что обходясь без триггеров, динамическое ОЗУ занимает меньше места, в результате чего микросхема большей емкости оказывается дешевле. Например, популярное сегодня статическое ОЗУ емкостью 32Кх8 (256 кбит) стоит около 10 долл., в два раза больше нынешней цены динамического ОЗУ емкостью 1 Мбит. В результате, используя динамические ОЗУ, вы за половину стоимости будете иметь в 4 раза больше памяти.

Теперь, наверное, вы удивляетесь, кому же нужны статические ОЗУ (что-то вас кидает из стороны в сторону)? Основное достоинство статических ОЗУ заключается в их простоте. Отпадает необходимость в циклах регенерации, не нужно заботиться об их синхронизации (циклы регенерации конкурируют с обычными циклами обращения к памяти и должны поэтому жестко синхронизоваться). В простых системах с ограниченным числом микросхем памяти естественно использовать статические ОЗУ. К тому же большая часть нынешних статических ОЗУ используют КМОП-технологию, что существенно для приборов с батарейным питанием. Между прочим, статическое КМОП ОЗУ, автоматически переключаемое на батарейное питание при выключении основного (с помощью микросхемы управления питанием типа MAX690), представляет неплохую альтернативу ПЗУ в качестве энергонезависимой памяти. Другим достоинством статических ОЗУ является их высокое быстродействие (выпускаются микросхемы с характерным временем 25 нс и менее), а также удобная компоновка секциями по 8 бит. Рассмотрим оба типа ОЗУ подетальнее.

Статические ОЗУ. Мы уже столкнулись со статическим ОЗУ в нашей микропроцессорной разработке, где одно такое ОЗУ емкостью 32Кх8 использовалось для размещения данных, стека и рабочей области (программа была записана в РПЗУ). Организовать обмен данными со статическим ОЗУ проще простого: в цикле чтения вы устанавливаете сигналы адреса, выбора микросхемы (CS′) и разрешения выхода (OE′); запрошенные данные появляются на тристабильных линиях данных спустя максимум t_{aa} (адресное время доступа). В цикле записи вы устанавливаете сигналы адреса, данных и CS′, а затем (спустя время упреждения адреса t_{as}) импульс разрешения записи (WE′); достоверные данные записываются в конце импульса WE′. Действующие временные ограничения для 120 нс статического ОЗУ показаны на рис. 11.30, из которого видно, что «быстродействие» памяти – это время от установки достоверного адреса до достоверных данных (при чтении) или до завершения цикла записи (при записи). Для статических ОЗУ интервал времени между последовательными обращениями к памяти («длительность цикла») равен

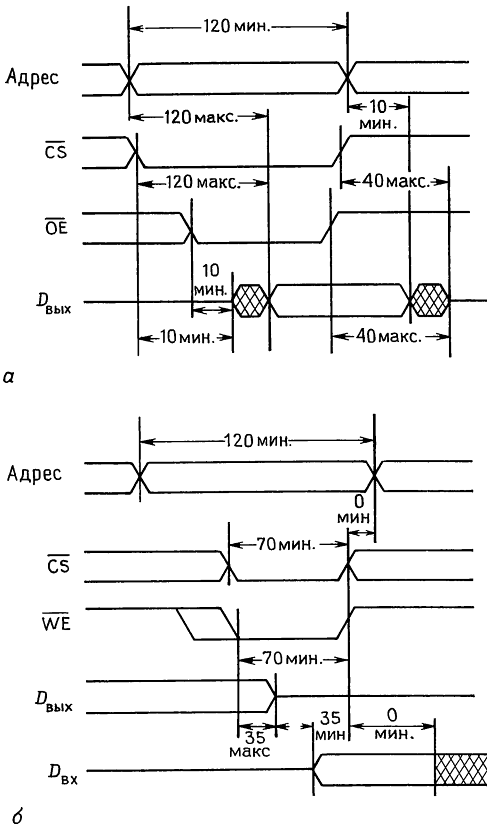


Рис. 11.30. Синхронизация статического ОЗУ с быстродействием 120 нс. *а*–цикл чтения, *б*–цикл записи.

времени доступа; для динамических ОЗУ, как будет показано ниже, это не так.

Микросхемы статических ОЗУ могут иметь емкость от 1 Кбит (или меньше) до 1 Мбит при ширине 1, 4 или 8 бит. Быстродействие (время доступа) колеблется от 150 до 10 нс или около того. В настоящее время широко используются недорогие статические КМОП ОЗУ емкостью 8К × 8 и 32К × 8 с временем доступа 80 нс, а также меньше по емкости, но более быстродействующие (<3 нс) статические КМОП ОЗУ для кеш-памяти. Варианты микросхем могут иметь отдельные выводы для входов и выходов, два порта доступа и то или иное внешнее оформление (например, однорядный корпус SIP).

Может быть это и существенно, однако заметьте, что вам не надо заботиться, чтобы линии данных ЦП подключались обязательно к одноименным выводам микросхемы памяти–ведь независимо от порядка соединения вы при чтении всегда получите то же, что записали! Это замечание справедливо и для адресов. Однако не пытайтесь так поступить с ПЗУ.

Упражнение 11.18. А почему?

Динамические ОЗУ. По сравнению со статическими ОЗУ динамические ОЗУ–это сплошная мигрень. На рис. 11.31 показан нормальный цикл. Адрес (содержащий, например, для ОЗУ объемом 1 Мбайт 20 бит) расщепляется на две группы и мультиплексируется на вдвое меньшее число выводов, сначала «адрес строки», стробируемый сигналом RAS′ (Row Address Strobe–строб адреса строки), а затем «адрес колонки», стробируемый сигналом CAS’ (Column Address Strobe–строб адреса колонки). Данные записываются (или читаются в соответствии с состоянием входа направления R/W’) вслед за установкой CAS′. Перед началом следующего цикла памяти должно пройти некоторое время «выдержки RAS», поэтому длительность цикла больше времени доступа; например, динамическое ОЗУ может иметь время доступа 100 нс и длительность цикла 200 нс. Цикл регенерации выглядит так же, но без сигнала CAS’. Вообще-то обычные обращения к памяти отлично ее регенерируют, если только вы можете гарантировать обращения со всеми возможными адресами строк!

Динамические ОЗУ, как и статические, выпускаются с шириной данных 1, 4 и 8 бит, емкостью от 64 Кбит до 4 Мбит и с быстродействием приблизительно от 70 до 150 нс. Наиболее популярны большие 1-битовые микросхемы, что вполне объяснимо: если вам нужна большая матрица памяти, скажем объемом 4 Мбайт и шириной 16 бит, и имеются в наличии ОЗУ емкостью 1 Мбит с организацией 1М × 1 и 128К × 8, имеет смысл использовать 1-битовые микросхемы, потому что (а) каждая линия данных будет подключена только к двум микросхемам (а не к 16), что существенно уменьшит емкостную на-

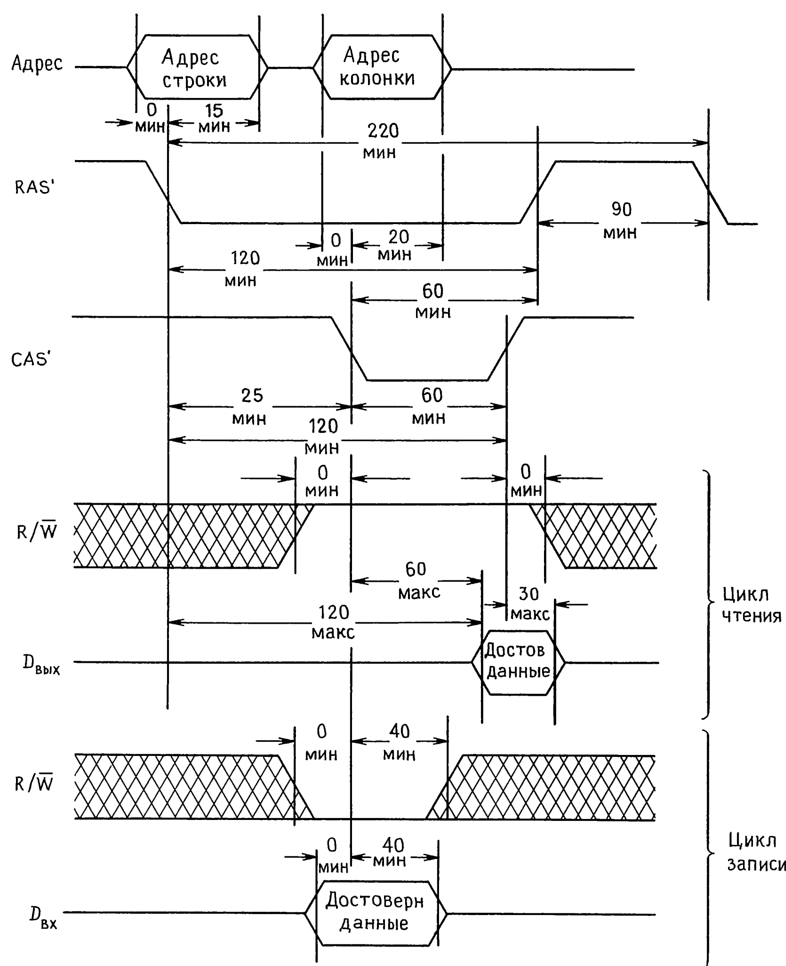


Рис. 11.31. Циклы чтения и записи динамического ОЗУ (Motorola, 120 нс).

грузку, и (б) эти микросхемы занимают меньше места, потому что меньшее число выводов данных более чем компенсирует дополнительные адресные выводы. Кроме того, 1-битовые микросхемы, как правило, дешевле. Приведенные рассуждения справедливы, если вы строите большую память, и не относятся, например, к нашему простому микропроцессору с памятью 32К × 8. Заметьте, однако, что улучшенная технология упаковки микросхем с высокой плотностью (“ZIP” и “SIMM”) уменьшает важность минимизации числа выводов.

Существует ряд способов генерации последовательности мультиплексированных адресов и сигналов RAS, CAS и R/W’, требуемой для управления динамическим ОЗУ. Поскольку это ОЗУ всегда подключается к микропроцессорной магистрали, вы начинаете работу с ним, обнаружив сигнал AS’ (или эквивалентный ему), говорящий о том, что установлен правильный адрес из пространства динамического ОЗУ (о чем свидетельствуют старшие адресные линии). Традиционный метод заключается в использовании дискретных компонент средней степени интеграции для мультиплексирования адреса (несколько 2-канальных 2-входовых мультиплексоров ’257) и генерации сигналов RAS, CAS, а также сигналов управления

мультиплексором. Требуемая последовательность создается с помощью сдвигового регистра, тактируемого с частотой, кратной тактовой частоте микропроцессора или, что лучше, с помощью линии задержки с отводами. Для организации периодических циклов регенерации (только RAS) вам потребуется еще несколько логических схем и счетчик, отсчитывающий последовательные адреса строк. На все это уйдет около 10 корпусов.

Привлекательным способом, альтернативным «дискретным» схемам управления динамическим ОЗУ, является использование ПЛМ, причем для генерации всех необходимых сигналов достаточно одной-двух микросхем. Еще проще взять специальную микросхему «поддержки динамического ОЗУ», например, AM2968. Такого рода микросхемы берут на себя не только мультиплексирование адресов и образование сигналов RAS/CAS, но также и арбитрацию регенерации вместе с образованием адресов строк; более того, они даже включают мощные драйверы и демпфирующие резисторы, которые нужны для подключения больших матриц микросхем памяти, как это будет объяснено ниже. К таким контроллерам динамических ОЗУ обычно прилагаются дополнительные микросхемы для синхронизации, а также обнаружения и коррекции ошибок; в результате небольшой набор микросхем полностью решает проблему включения динамического ОЗУ в вашу разработку.

Впрочем, почти полностью! Основные неприятности с динамическими ОЗУ начинаются, когда вы пытаетесь освободиться от наводок на всех этих стробирующих и адресных магистральных линиях. Суть проблемы заключается в том, что несколько десятков корпусов МОП-схем оказываются разбросанными на большой площади системной платы, причем ко всем корпусам подходят управляющие и адресные шины. Для подключения к ним нескольких десятков микросхем требуются мощные выходные каскады Шоттки; однако большая длина линий и распределенная входная емкость в сочетании с крутыми фронтами выходных каскадов приводят к появлению «звона» большой амплитуды. Часто можно увидеть на адресных линиях ОЗУ отрицательные выбросы до −2 В! Типичным средством борьбы (не всегда полностью успешной) является включение на выходе каждого драйвера последовательных демпфирующих резисторов с сопротивлением около 33 Ом. Другая проблема заключается в огромных переходных токах, часто достигающих величины 100 мА на линию. Представьте себе микросхему 8-разрядного драйвера, у которого большинство выходов случайно переключаются в одном направлении, например, с высокого уровня на низкий. Это приводит к переходному току величиной около 1 А, который на некоторое время повышает потенциал нулевого вывода, а вместе с ним и всех выходов, которые должны были иметь низкий уровень. Отмеченная проблема отнюдь не носит академического характера – однажды мы наблюдали сбои в работе памяти как раз из-за таких переходных токов на нулевом выводе, образующихся из-за выбросов токов CAS-драйвера. При этом наводки, проходящие в RAS-драйверы той же микросхемы, оказывались достаточными для завершения цикла памяти!

Дополнительным источником наводок в динамических ОЗУ являются большие переходные токи, образованные микросхемами в целом, причем наиболее честные разработчики даже включают сведения об этом явлении в свои технические материалы (рис. 11.32). Обычным средством борьбы является установка шунтирующих конденсаторов, подключенных к нулевой линии с малой индуктивностью; считается разумным шунтировать каждую микросхему керамическим конденсатором с емкостью 0,1 мкФ.

Мы пришли к выводу, что логические драйверы 74F с внешними резисторами хорошо работают с динамическим ОЗУ, как и специальные драйверы типа Am2966, которые включают интегральные демпфирующие резисторы. Контроллер динамического ОЗУ Am2968, упоминавшийся выше, по заверениям разработчиков может обслуживать до 88 микросхем памяти без внешних компонент, давая при этом отрицательные выбросы не более −0,5 В.

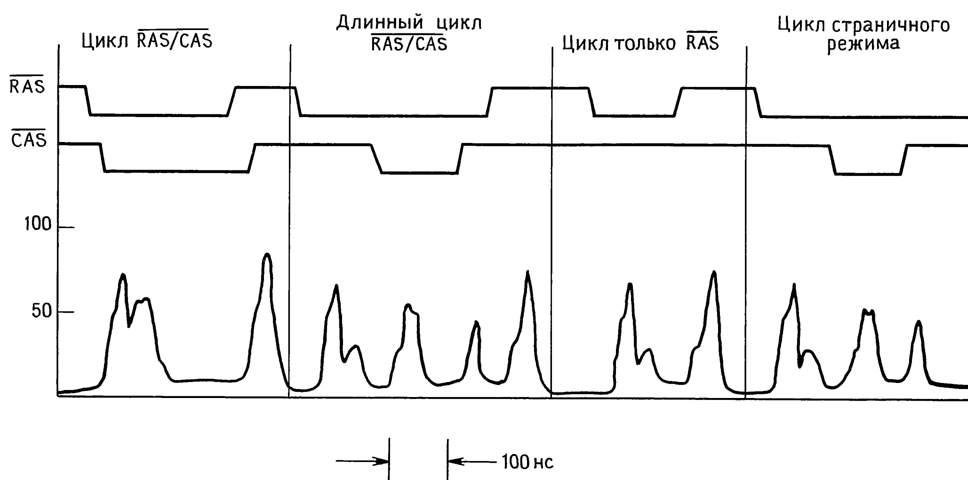


Рис. 11.32. Переходные токи динамического ОЗУ.

Даже более важным, нежели выбор конкретного драйвера, является использование нулевых линий с низкой индуктивностью и частого шунтирования U_+. Двухсторонние платы с узкими линиями заземления неминуемо приведут к неприятностям; макетные платы с накруткой проводов обычно немногим лучше.

Важно понимать, что сбои памяти, возникающие из-за наводок, могут в сильной степени зависеть от распределения бит в передаваемых данных и не всегда проявляются в простых тестах памяти на чтение/запись. Лучшим способом обеспечить надежную работу памяти является консервативное проектирование и исчерпывающее тестирование памяти (с осциллографическим исследованием форм сигналов).

Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ). ПЗУ относятся к памяти, неразрушаемой при выключении питания (энергонезависимой), и нужда в них возникает практически в любой компьютерной системе. К примеру, в микрокомпьютерах необходимо иметь по крайней мере небольшое ПЗУ для хранения последовательности команд начальной загрузки, которая включает не только строки выделения стека и инициализации портов и прерываний, но также и команды, обеспечивающие чтение операционной системы с диска. Когда ваш персональный компьютер выполняет тестирование памяти и затем загружает DOS, он выполняет приказы некоторого ПЗУ. Кроме того, для микрокомпьютера типично хранение в ПЗУ некоторой части операционной системы (обычно наиболее аппаратно-зависимых модулей); эта часть называется «базовой системой ввода-вывода» (basic I/O system, BIOS) и обеспечивает стандартный механизм для обращения операционной системы к конкретным портам. ПЗУ широко используются для хранения различных таблиц, например, для генератора символов, отображаемых на экране дисплея. В предельном случае вообще вся операционная система, включая даже компиляторы и графические программы, может размещаться в ПЗУ. Например, в микрокомпьютере Macintosh значительная часть системного программного обеспечения записана в ПЗУ, и почти все 256 Кбайт ОЗУ отдаются пользователю. Однако такой «ПЗУ-ориентированный» подход используется в микрокомпьютерах относительно редко ввиду его негибкости; заметьте, однако, что исправление ошибок и умеренные усовершенствования программного обеспечения могут осуществляться с помощью заплат, размещаемых в ОЗУ.

В приборах с микропроцессорным

управлением ПЗУ используются более широко. В ПЗУ хранится вся автономная программа, а энергозависимое ОЗУ используется только для хранения массивов и временных данных. Именно так было сделано в нашем усреднителе сигналов. ПЗУ часто оказываются полезными в дискретной цифровой аппаратуре, например, для конструирования произвольных конечных автоматов, или в качестве хранилища таблиц поправок для линеаризации функции отклика измерительной системы. Рассмотрим кратко разные виды энергонезависимой памяти: ПЗУ с масочным программированием, а также электрически стираемые ЭРПЗУ.

РПЗУ. Стираемые программируемые постоянные запоминающие устройства выполняются в виде больших микросхем с кварцевым окном. Это, несомненно, самый популярный тип энергонезависимой памяти для компьютеров. РПЗУ используют КМОП- и МОП-технологию и состоят из больших матриц полевых и МОП-транзисторов с плавающим затвором, которые можно зарядить с помощью «лавинной инжекции» – процесса пробоя слоя, изолирующего затвор, при приложении напряжения свыше 20 В. Данные хранятся в РПЗУ неограниченно долго в виде ничтожного заряда (около 10^6 электронов) изолированных «погребенных» затворов, которые можно рассматривать как конденсаторы с постоянной времени порядка столетий. Чтобы прочитать состояние отдельного конденсатора, ему надо выступить в качестве затвора канала полевого МОП-транзистора. Поскольку затвор электрически недоступен, стереть заряд можно лишь облучая микросхему интенсивным потоком ультрафиолетовых лучей в течение 10–30 мин, отчего запасенный заряд стекает за счет явления фотопроводимости. В результате отдельные байты РПЗУ выборочно стереть нельзя.

В первом издании этой книги мы упоминали «классическую» микросхему 2716, РПЗУ 2К × 8, стоившую 25 долл. Теперь она стала такой классической, что ее уже нигде не достанешь! Типичные РПЗУ нашего времени имеют емкость от 8К × 8 до 128К × 8 и цену несколько долларов. Время доступа обычно составляет 150–300 нс, хотя такие компании, как Cypress, предлагают ПЗУ небольшого объема с быстродействием 25 нс. Чтобы запрограммировать РПЗУ, к нему надо просто приложить повышенное напряжение (обычно 12,5 или 21 В), устанавливая при этом требуемые значения байтов. Исходные алгоритмы требовали 50 мс на программирование каждого байта (что дает 100 с для микросхемы 2716, но для РПЗУ умеренного объема 32К × 8 превращается в полчаса). Выпуск больших ПЗУ потребовал от разработчиков изобретения более совершенных алгоритмов, в которых каждый байт программируется последовательностью импульсов длительностью 1 мс, причем после каждой записи делается попытка чтения; когда байт считывается правильно, выполняется окончательная запись, равная по длительности утроенной сумме всех предыдущих. Большая часть байтов программируется первым же импульсом, в результате на каждый байт тратится около 4 мс, а на все ПЗУ объемом 32К × 8 – 2 мин.

РПЗУ очень удобны при разработке опытных образцов, так как после стирания их можно использовать повторно. Они также применяются при выпуске небольших партий приборов. В продаже имеются более дешевые варианты РПЗУ без кварцевого окна, иногда называемые «РПЗУ однократного программирования». Хотя эти микросхемы не следовало бы называть РПЗУ, инженеры не желают изменять привычное название. Консервативные производители РПЗУ гарантируют сохранение в них информации в течение лишь 10 лет. Эта величина предполагает наихудшие условия (в частности, высокую температуру, которая приводит к утечке заряда); в действительности РПЗУ, похоже, не теряют данные, если только вам не попалась дефектная партия.

Для РПЗУ характерно ограниченное число циклов репрограммирования, т. е. стирания и программирования заново. Производители неохотно называют это число, хотя вы можете считать, что микросхема заметно ухудшит свои характеристики лишь после 100 или около того

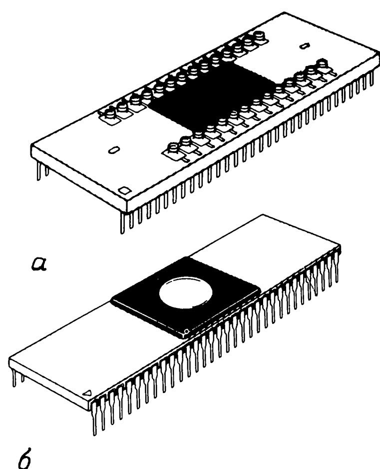


Рис. 11.33. Микроконтроллер с РПЗУ. *а*–8-разрядный микроконтроллер с контактами для установки РПЗУ; *б*–8-разрядный микроконтроллер со встроенным РПЗУ.

циклов стирания/программирования.

Масочные ПЗУ и ПЗУ с плавкими перемычками. Масочно-программируемые ПЗУ относятся к категории заказных микросхем, которые рождаются с указанным вами расположением бит. Фирма-производитель преобразует вашу спецификацию бит в маску металлизации, используемую далее при изготовлении ПЗУ. Такая процедура хороша для больших партий микросхем, и вам, надеемся, не придет в голову заказывать ПЗУ с масочным программированием для макетного образца. Типичная стоимость составляет от 1 до 3 тыс. долл. за производственный цикл, и фирмы неохотно берут заказы на партии ПЗУ менее тысячи штук. При таких количествах микросхема может обойтись в несколько долларов.

Многие однокристальные микроконтроллеры содержат в том же корпусе несколько кбайт ПЗУ и ОЗУ, так что законченный прибор может обходиться без дополнительных микросхем памяти. В большинстве случаев микроконтроллерное семейство включает варианты, требующие внешнего ПЗУ, а иногда и варианты со встроенным РПЗУ (рис. 11.33). Это дает возможность при разработке прибора использовать вариант с РПЗУ (или внешним ПЗУ), куда можно записать программу, при подготовке же партии приборов обратиться к более дешевым контроллерам с масочным программированием.

Другим типом ПЗУ с однократным программированием являются ПЗУ с плавкими перемычками. При выпуске в них все биты установлены, и для сброса требуемых бит ПЗУ надо подвергнуть действию электрического тока. В качестве типичного примера можно привести микросхему Harris HM6617, КМОП ППЗУ (программируемое постоянное запоминающее устройство) объемом 2К × 8. ППЗУ с плавкими перемычками выпускаются также на базе биполярной (ТТЛ) технологии.

ЭРПЗУ. Электрически стираемые программируемые ПЗУ могут быть выборочно стерты и электрически репрограммированы прямо в той же схеме, где они используются в качестве памяти. Такого рода ПЗУ идеально подходят для хранения констант конфигурации, параметров калибровки и прочей информации, которую нельзя записать в ПЗУ до включения компьютера. ЭРПЗУ, как и РПЗУ, используют технологию МОП с плавающим затвором.

Первые ЭРПЗУ требовали повышенных напряжений и длительной процедуры программирования. Современные микросхемы используют одно напряжение питания +5 В и работают практически так же, как и статические ОЗУ – другими словами, вы можете репрограммировать любой байт с помощью одного цикла записи на магистрали. В микросхеме ЭРПЗУ предусмотрены внутренние цепи для генерации повышенного программирующего напряжения, а внутренняя логика фиксирует данные и генерирует программирующую последовательность длительностью несколько миллисекунд, в которой на время процесса устанавливается флаг BUSY′ или в цикле чтения образуются инвертированные данные, чтобы показать, что идет процесс записи. Некоторые ЭРПЗУ реализуют оба этих протокола, обычно называемые "RDY-BUSY′" и "DATA′–опрос". Сопряжение с этими ПЗУ осуществляется просто – достаточно подключить их так

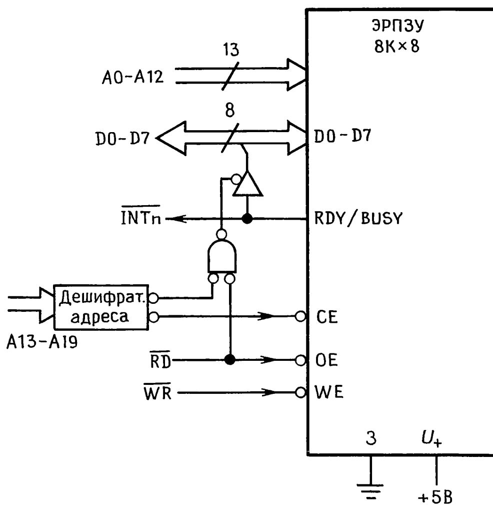


Рис. 11.34. ЭРПЗУ.

же, как обычные ОЗУ и использовать линию BUSY′ для возбуждения прерываний (либо считывать состояние BUSY′ или данных, и использовать его как флаг состояния) (см. рис. 11.34). Протокол DATA′-опроса удобен тем, что ЭРПЗУ можно вставить в стандартный разъем для ОЗУ без каких-либо схемных изменений (разумеется, в ваши программы придется включить строки анализа считываемых назад данных и ожидания их совпадения с тем, что вы записываете). Поскольку запись в ЭРПЗУ выполняется относительно редко, фактически в прерываниях по линии RDY/BUSY′ необходимости не возникает.

КМОП ЭРПЗУ выпускаются в виде микросхем с емкостью 2K × 8, 8K × 8 и 32K × 8 по цене примерно 10–50 долл. Время доступа (200–300 нс) и время программирования (2 мс/байт при использовании внутреннего усовершенствования алгоритма) сравнимы с показателями стандартного РПЗУ. ЭРПЗУ, как и РПЗУ, допускают ограниченное число циклов чтения/записи. Хотя производители избегают называть конкретные цифры, можно встретить упоминание о 100 000 циклах чтения/записи при 25 °C.

Замечание. Хотя ЭРПЗУ уникальны в том отношении, что допускают репрограммирование в рабочей схеме, их также можно запрограммировать и отдельно от места использования, в программаторе для РПЗУ. Это делает их очень удобными для разработки встроенного программного обеспечения, так как вам не надо ждать полчаса, пока РПЗУ со старой программой прожарится под ультрафиолетовым облучателем.

Имеются два любопытных варианта ЭРПЗУ. Фирмы National, Xicor и др. выпускают маленькие микросхемы ЭРПЗУ в мини-DIP-корпусах с 8 выводами. Емкость этих схем может составлять от 16 × 16 до 2K × 8 бит; они работают в режиме последовательного доступа и оснащаются тактовым входом и единственной линией данных. Эти микросхемы трудно использовать без микропроцессора; однако в приборах с микропроцессорным управлением они очень удобны для хранения небольшого количества установочных параметров и проч. Та же фирма Xicor выпускает «электрически стираемый потенциометр (EEPOT)», остроумное применение электрически стираемой памяти, в которой хранится положение «цифрового контакта». В эту микросхему встроена цепочка из 99 равных по величине резисторов, причем положение отвода от них, устанавливаемое программно, сохраняется в энергонезависимой памяти, входящей в ту же микросхему. Нетрудно представить себе прикладные задачи, в которых желательна автоматическая или дистанционная калибровка некоторого инструмента без механической настройки ручек управления.

Недавно появившаяся модификация ЭРПЗУ, называемая моментальной (flash), сочетает высокую плотность РПЗУ с репрограммированием в рабочей схеме, присущим ЭРПЗУ. Однако моментальные РПЗУ, как правило, не позволяют стирать отдельные байты, как это можно делать с обычными ЭРПЗУ. Так, моментальное ЭРПЗУ Intel допускает только полное стирание (как и РПЗУ), в то время как в микросхеме фирмы Seeq предусмотрено стирание либо посекторное (512 байт), либо целиком. Далее, большинство доступных сейчас моментальных ЭРПЗУ требуют дополнительного отключаемого ис-

точника питания +12 В на время стирания/записи, что является слишком дорогой ценой, если вспомнить, что обычные ЭРПЗУ питаются от единственного источника +5 В. Моментальные ЭРПЗУ могут выдерживать от 100 до 10 000 программных циклов.

Технология производства ППЗУ продолжает развиваться, и мы с любопытством ожидаем, что она нам еще преподнесет; ждите и вы!

Энергонезависимые ОЗУ. РПЗУ удобны для применения в качестве энергонезависимых ПЗУ, однако часто возникает необходимость иметь энергонезависимую оперативную память. Для этого можно использовать ЭРПЗУ, однако для них характерен очень длинный (10 мс) цикл записи (и ограниченное число циклов чтения/записи). Имеются две возможности достичь характерного для ОЗУ времени чтения/записи (100 нс) при неограниченном числе циклов чтения/записи: использовать либо статическое КМОП ОЗУ с резервным батарейным питанием, либо необычную микросхему "NOVRAM" фирмы Xicor, в которой объединены статическое ОЗУ и ЭРПЗУ.

Ранее уже обсуждался вопрос о резервном батарейном питании ОЗУ, которое убивает двух зайцев разом: низкая цена и высокая скорость чтения/записи ОЗУ сочетаются с энергонезависимостью ПЗУ. Разумеется, в этом случае следует использовать КМОП ОЗУ с известным значением критического тока. Некоторые фирмы выпускают «энергонезависимые ОЗУ», размещая в обычном DIP-корпусе вместе с микросхемой КМОП ПЗУ литиевую батарейку и логические схемы переключения питания. В качестве примера можно указать микросхемы фирмы Dallas Semiconductor DS1225 (8K × 8) и DS1230 (32K × 8); эта фирма также выпускает линейку «интеллектуальных разъемов», содержащих батарейку и логические схемы, с помощью которых обычные ОЗУ как по мановению волшебной палочки становятся энергонезависимыми. Учтите, что образованное таким образом энергонезависимое ОЗУ, строго говоря, не бессмертно; срок службы батарейки, а следовательно, и данных, около 10 лет. Как и для обычного статического ОЗУ, здесь нет ограничений на выдерживаемое памятью число циклов чтения/записи.

NOVRAM (NOnVolatile RAM – энергонезависимое ОЗУ) фирмы Xicor сочетает обычное статическое ОЗУ с «теневым» ЭРПЗУ в том же кристалле. Входной сигнал STORE' переносит содержимое ОЗУ в ЭРПЗУ при полной длительности цикла записи 10 мс; извлекаются данные быстрее, за время около 1 мкс. При наличии микросхемы контроля питающих напряжений из серии MAX690 вы заблаговременно получаете предупреждение и можете сохранить содержимое ОЗУ еще до того, как напряжение +5 В упадет до критического значения. Объявлено, что NOVRAM выдерживают 10 000 операций сохранения и, подобно обычным ОЗУ, неограниченное число операций чтения/записи в ОЗУ.

Если сравнивать два описанных варианта энергонезависимых ОЗУ, то вариант с резервной батарейкой представляется в общем предпочтительным, поскольку позволяет использовать любое наличное ОЗУ, если только в нем предусмотрен режим отключения при нулевом токе. Это значит, что вы можете использовать большие ОЗУ последних выпусков, а также, например, выбрать наиболее быстродействующие ОЗУ, если это для вас важно. Хотя батарейки имеют конечный срок эксплуатации, для большинства приложений он достаточен. Для кратковременного (сутки или менее) хранения информации вы можете заменить литиевую батарейку двухслойным конденсатором большой емкости; такие конденсаторы в очень маленьких корпусах с емкостью до фарады и более предлагаются фирмами Panasonic, Sohio и др.

Запоминающие устройства: общая сводка. Рис. 11.35 подытоживает важнейшие характеристики различных типов ЗУ. Из показанных на рисунке мы рекомендуем динамические ОЗУ шириной 1 бит для больших матриц памяти с возможностью чтения и записи, статические ОЗУ шириной 1 байт для небольших матриц памяти микропроцессорных систем, РПЗУ для

	Энергозависим.	Энергонезависимые	
Быстрое чтение, быстрая запись	Динамич. ОЗУ Статич. ОЗУ	Статич. ОЗУ с батарейным питанием NOVRAM	
Быстрое чтение, медленная запись		ЭРПЗУ	РПЗУ
Быстрое чтение, однократ. запись			Однокр. РПЗУ, масочное ППЗУ, ПЗУ с плавк. перемыч.
	Запись в рабочей схеме		Внешняя запись

Рис. 11.35. Типы запоминающих устройств.

хранения программ и параметров, не требующих перезаписи, и либо ЭРПЗУ (если длительность процесса записи не имеет значения), либо статические ОЗУ с резервным батарейным питанием (для достижения максимального быстродействия по чтению/записи) для энергонезависимого хранения модифицируемых данных.

11.13. Другие микропроцессоры

Как и любой дарвиновский процесс, эволюция микропроцессоров протекала в нескольких расходящихся направлениях. В борьбе за выживание менее приспособленным угрожает опасность вымирания. Примером различающихся эволюционных путей являются процессоры с отдельными командами ввода-вывода и с «вводом-выводом, отображаемым на память». В последнем случае регистры периферийных устройств выглядят просто как ячейки памяти (представителем первого направления является МП 8086, второго – МП 68000)[1)]. Далее, можно выделить машины, использующие для большинства арифметических операций не регистры, а память. Другая альтернатива в конструировании микропроцессоров касается использования выводов микросхемы: в некоторых ЦП выводы являются многофункциональными, что позволяет повысить гибкость микросхемы. Различаться могут размеры слов (4, 8, 16 или 32 бит) и стеков, а также элегантность (или полнота) системы команд. Каждое семейство микропроцессоров имеет собственный язык ассемблера (вечный камень преткновения для начинающих). Микропроцессоры обычно выполняются по КМОП-технологии, но можно найти и такие, которые используют nМОП-технологию или биполярную логику.

Еще большие различия можно обнаружить у микропроцессоров, предназначенных для решения разных задач. С одной стороны, имеются «однокристальные» процессоры со встроенными ОЗУ и ПЗУ, параллельными портами, УСАПП, таймерами и даже аналого-цифровыми преобразователями. Другая крайность представлена мощными 32-разрядными ЦП 80486, 68040 и AM29000, которые перекрывают вычислительные возможности больших компьютеров, но для полной реализации своих совершенных качеств требуют обширного аппаратного и программного обеспечения. Микросхемы повышенной степени интеграции занимают золотую середину; например, микросхема H16 представляет собой комбинацию в одном кристалле ЦП 68000 с двумя УСАПП, таймерами и каналами прямого доступа.

В настоящей главе во всех примерах использовался МП 68008, но мы не хотели бы оставить у читателя впечатление, что

1) В действительности в МП 8086 реализованы оба способа обращения к внешним устройствам.– *Прим. перев.*

Таблица 11.8. Микропроцессоры

Тип	Размер регистров, бит	Ширина шины, бит	Адр. простр.	Быстр. команды, мкс	Такт. частота, МГц	КМОП?	Очередь?	Сегменты?	Диспетчер памяти?	Вирт. память?	Кеш-память?	Плав. запятая?	Конвейер?	Замечания
Трад. 8-разр.														
6502	8	8	64kB			A	–	–	–	–	–	–	–	Apple II; 65C802 = улучш.
6800	8	8	64kB			–	–	–	–	–	–	–	–	
8085	8	8	64kB	0.8	10	A	–	–	–	–	–	–	–	Заменил 8080
Z80	8/16	8	64kB	0.5	8	A	–	–	–	–	–	–	–	Для популярной CP/MμP
6809	8/16	8	64kB			A	–	•	–	–	–	–	–	
Повыш. интегр. 8-разр.														
50740, 65C124			64kB			•	–	–	–	–	–	–	–	Набор команд 6502
6801, 6301, 68HC11			64kB			A	–	•	•	–	–	–	–	Набор команд 6800
64180, Z180	8	8	1MB		10	•	–	•	•	–	–	–	–	Набор команд Z80, периферия в микросхеме
Z280	8/16	16	16MB		25	•	–	•	•	–	•	E	•	Набор команд Z80
Традиц. 16-разр.														
8088	16	8	1MB			A	•	•	–	–	–	E	–	
8086	16	16	1MB	0.3	10	A	•	•	–	–	–	E	–	
Z8000	16	16	8MB	0.3	10	–	•	•	E	–	–	E	–	Быстр. прерывания
F9450	16	16	4MB	0.2	20	–	•	–	•	•		•	•	MIL стандарт 1750A
Усовер. 16-разр.														
65C816	16	16	16MB	0.13	8	•	–	–	–	–	E	–	–	Apple IIGS, содержит подмнож. 6502
80286	16/32	16	16MB	0.16	12.5	–	•	•	•	•	–	E	•	Harris 80C286 до 20 МГц
V20,V30	16	8/16	1MB		10	•	•	•	–	–	–	E	–	Содержит подмнож. 8080; КМОП
V60	32	16	4GB		16	•	•	•	•	–	•	•	•	В среднем 1,5 MIPS; КМОП
RTX2000	16	16	1MB	0.1	10	•	–	•	–	–	–	–	–	Форт на 10 MIPS
Повыш. интегр. 16-разр.														
80188	16	8	1MB			A	•	•	–	–	–	E	–	
80186	16	16	1MB			A	•	•	–	–	–	E	–	Популярен в кач. контроллера
V40,V50	16	8/16	1MB		8	•	•	•	–	–	–	E	–	Контроллер с набором команд 8086
Традиц. 32-разр.														
68008	32	8	4MB			–	•	–	–	–	–	–	–	
68000	32	16	8MB			–	•	–	–	–	–	–	–	
68010	32	16	16MB			–	•	–	•	•	–	–	•	
68012	32	16	4GB			–	•	–	•	•	–	–	•	
32008	32	8	16MB		10	•	•	–	•	•	–	•	•	
32C016	32	16	16MB		10	•	•	–	•	•	–	E	•	
32C032	32	32	16MB		10	•		–	E	•		E	•	
Усов. 32-разр.														
V70	32	32	4GB		20	•		•	•	•	•	•	•	В среднем 2,5 MIPS; КМОП
32332	32	32	4GB	0.2	15	•	•	–	E	•	•	E	•	Впервые 32-разр. данные + адреса; nМОП
68020	32	32	4GB	0.08	25	•	–	–	E	•	•	E	•	5 MIPS длительно
80386	32	32	4GB	0.03	33	•	•	•	•	•	E	E	•	Содержит подмнож.8086 (SX=16-разр. шина)
WE32100	32	32	4GB	0.13	18	•	•	–	E	•	•	E	•	Компьютер "3B" AT&T; в среднем 4 MIPS
Clipper	32	32	4GB	0.03	33	•	•	–	E	•	•	•	•	RISK (Гарвард. архит.), в среднем 5 MIPS (C100)
Z80000	32	32	4GB	0.08	25	–	–	•	•	•	•	E	•	В среднем 5 MIPS (содер. подмножество Z8000)
68030	32	32	4GB	0.06	30	•	–	–	•	•	•	E	•	Имеется кеш-данных, удвоенная скор. 68020
32C532	32	32	4GB	0.06	30	•	•	–	•	•	•	E	•	Лучш. исполнит. UNIX, 10 MIPS
T414	32	32	4GB	0.05	20		•	–	–	–	E	E	•	Транспьютер; 4 многопроцес. канала
86C010	32	32	64MB	0.08	12	•	•	–	E	•	E	E	–	Acorn RISK (44 команды)
80960	32	32	4GB	0.06	16	•	–	–	•	•	•	•	•	RISK, многозадачн., 8 MIPS, 0,5K кеш
68040	32	32	4GB	0.06	33	•	–	–	•	•	•	•	•	17 MIPS, 3 Mflops, 8K кеш
80486	32	32	4GB	0.03	33	•	•	•	•	•	•	•	•	20 MIPS, 8 Mflops, 8K кеш
29000	32	32	4GB	0.04	25	•	•	–	•	•	•	E	•	RISK, 17 MIPS длительно
88000	32	32	4GB				–	–	E	E	E	•	•	RISC
T800	32	32	4GB	0.05	20		•	–	–	–	E	•	•	Транспьютер
86900	32	32	4GB	0.07	17		–	–	–	–	E	E	•	МП Sun (107 команд) SPARC
WE32200[a]	32	32	4GB	0.13	30	•	•	–	E	•	•	E	•	В среднем 8 MIPS (28 МГц)
SPARC	32	32	4GB	0.05	33	•	–	–	•	•	–	•	•	Cypress, Fujitsu и т. д., 20 MIPS

[a] AT&T может неодобрять продажу изготовителями комплексного оборудования; A – имеется вариант КМОП, E – эта функция реализуется внешней микросхемой.

другие микропроцессоры хуже. В табл. 11.8 перечислены наиболее популярные из доступных в настоящее время микропроцессоров. Таблицу нельзя рассматривать, как исчерпывающий список всего имеющегося в продаже.

11.14. Эмуляторы, системы проектирования, логические анализаторы и макетные платы

Если вы разрабатываете прибор с микропроцессорным управлением, то каким образом выполнить написание, ассемблирование, отладку и загрузку в ПЗУ программы для него? Это серьезная проблема, особенно для начинающих работать с микропроцессорами. Для решения ее можно предложить целый ряд методик, от простого автономного способа под названием «прожги и ломай» (burn and crash) до изощренных систем проектирования и эмуляторов языков высокого уровня. В настоящем разделе мы попытаемся описать, чем можно сегодня воспользоваться и насколько это полезно при разработке приборов с микропроцессорным управлением.

«Прожги и ломай». Это красочное название описывает простейший способ разработки программы для микропроцессорной аппаратуры. Заключается он в следующем. Сначала с помощью ассемблера или компилятора на компьютере общего назначения (возможно вашей настольной машине) вы получаете коды выполнимой программы, которые можно записать в РПЗУ. Если процессор – мишень, т. е. микропроцессор разрабатываемого прибора отличается от процессора использованного компьютера, вам понадобится «кросс-ассемблер»; в противном случае можно воспользоваться «родным» ассемблером компьютера. Теперь можете запрограммировать РПЗУ (это «прожги») и испытать программу в вашем приборе (это «ломай»). Дальнейшая отладка заключается в обнаружении неправильностей, вызванных ошибками в программе (или в аппаратуре), исправлении программы или включении в нее диагностических тестов, и повторных испытаниях. Поиск ошибок – широкое поле для остроумных приемов. Например, вставив в отлаживаемую программу соответствующие строки, вы можете использовать ЭЛД-индикаторы или другие порты в диагностических целях, выводя информацию о том, что происходит в программе. Не забывайте и о традиционных инструментах мира электроники – логическом пробнике, осциллографе, а также (в минуту отчаяния) о логическом анализаторе (см. ниже).

Заменители ПЗУ. Методика «прожги и ломай», описанная выше, является медленной процедурой. Хотя иногда она адекватна стоящей перед вами задаче, вам, скорее всего, быстро надоест повторение одних и тех же операций стирания РПЗУ под ультрафиолетовой лампой и программирования его в программаторе. Можно предложить способы ускорения этой процедуры: (а) Вместо РПЗУ используйте ЭРПЗУ. Программируются они не быстрее, но зато не надо тратить столько времени на стирание. (б) Используйте на время разработки не РПЗУ, а КМОП ОЗУ с резервным батарейным питанием (энергонезависимое). Эти микросхемы столь же быстры, как и обычные ОЗУ (т.е. «программируются» мгновенно) и имеют выводы, совместимые с РПЗУ, так что их можно вставлять в панельку разрабатываемого вами прибора, предназначенного для установки ПЗУ с программой. ОЗУ с резервным батарейным питанием поставляют многие фирмы (Dallas, Thomson – Mostek и др.); можно их сделать и самим. (в) Используйте «эмулятор ПЗУ». Это небольшая коробочка с кабелем и 28-контактным разъемом DIP на конце. Разъем вставляется в панельку для РПЗУ в вашем приборе, и коробочка эмулирует ПЗУ. Фактически, однако, она содержит двухпортовое ОЗУ, которое вы загружаете из вашего компьютера через последовательный порт. Использование эмулятора ПЗУ обеспечивает максимальную скорость отладки; так как для изменения программы вам не надо каждый раз вынимать и вставлять микросхемы памяти – вы просто загружаете новую программу в эмулятор, который остается включенным в налаживаемый прибор.

Эмуляторы ПЗУ выпускаются под названиями “Memulator” или “Romulator” (последний поставляется фирмой Onset Computer Corp., Норт-Фалмут, Миннесота).

ПЗУ-монитор. Если в вашем приборе имеется последовательный порт, можно упростить процедуру разработки программного обеспечения, запрограммировав небольшое РПЗУ-«монитор», задачей которого является не управление прибором, а лишь обеспечение связи между памятью и портом. Простейший монитор позволяет загрузить в ОЗУ программу и запустить ее выполнение. Это заметно ускоряет разработку программного обеспечения, потому что пробные программы можно загружать в ОЗУ прибора непосредственно из компьютера. Не составляет особого труда расширить функции монитора, например, чтобы он мог считывать содержимое указанных ячеек ОЗУ. С таким добавлением пробные программы получают возможность сообщать о том, что происходит, например, путем засылки чисел в определенные ячейки ОЗУ перед возвратом управления монитору (через который компьютер может проанализировать содержимое этих ячеек). Такой монитор позволяет включить в пробную программу «программные точки останова», в которых содержимое требуемых регистров или ячеек памяти копируется в неиспользуемую область ОЗУ, откуда затем считывается через монитор в компьютер. ПЗУ-монитор заметно сокращает длительность разработки, так как помогает вам быстро находить причину неправильной работы программы.

Аппаратный эмулятор. Способ «прожги и ломай», как и его усовершенствования, описанные выше, часто позволяют решить поставленную задачу. Однако этот способ не идеален. Во-первых, он требует использования дополнительных ресурсов, таких, как последовательный порт. Во-вторых, и это более важно, он не обеспечивает обнаружения ошибочных операций на аппаратном уровне. Чтобы понять это последнее утверждение, представьте себе, что в вашем приборе возникает отказ, потому что он неправильно пытается записывать в РПЗУ. Это вы уже поняли, однако дальше дело застопорилось, так как трудно с помощью программной точки останова локализовать ошибку, обнаруживаемую только аппаратно. В нашем примере ошибка могла заключаться в затирании содержимого регистра. Это весьма неприятная ошибка: сбой происходит спустя значительное время после инициировавшего затирание события, и понять, в чем дело, изучая текст программы, нельзя. В таких случаях вам требуется поставить «аппаратную точку останова».

Решение лежит в использовании аппаратного эмулятора. Это коробка (или вставляемая плата) с аппаратными средствами, эмулирующая на этот раз микропроцессор вашего прибора. Она подсоединяется к налаживаемому прибору посредством кабеля, имеющего на конце разъем, имитирующий ЦП. Аппаратный эмулятор может выполнять как программу, находящуюся в памяти налаживаемого прибора (РПЗУ или ОЗУ), так и программу, загружаемую вами в эмулятор. В любом случае эмулятор осведомлен обо всем, что происходит в ЦП; он может следить за содержимым регистров, а также устанавливать аппаратные точки останова. Например, для решения нашей гипотетической проблемы можно потребовать от эмулятора, чтобы он фиксировал циклы записи в адресное пространство, занимаемое РПЗУ, и выдавал дамп регистров и листинг последних 100 команд, выполнявшихся перед неправильной записью в РПЗУ.

Аппаратная эмуляция является наилучшим средством разработки программ, обеспечивая максимальную гибкость и скорость работы. К ее недостаткам следует отнести высокую стоимость (несколько тысяч долл., иногда гораздо больше) и необходимость приобретать новый эмулятор для каждого типа используемого вами микропроцессора. Эмулятор ПЗУ, для сравнения, не является «процессорно-зависимым», но и уступает аппаратному эмулятору по своим возможностям. Это, так сказать, аппаратный эмулятор бедняка.

Системы разработки. «Система разработки»-это обобщенный термин для

комбинации кросс-ассемблера, программатора РПЗУ и аппаратного эмулятора. Традиционно такие средства выпускались в виде внушительных автономных систем, однако в настоящее время большую популярность завоевывают вставные платы, использующие компьютер в качестве вычислительной базы, и, возможно, управляющие внешним блоком, содержащим дополнительные схемы. Как бы они не выглядели, вам необходимо приобрести такого рода систему, если вы специализируетесь на разработке микропроцессорных устройств, ориентированных на конкретный микропроцессор. Обычно системы разработки предлагаются фирмами, выпускающими микропроцессорные семейства. Некоторые фирмы, кроме того, изготавливают «универсальные эмуляторы», в которые можно вставлять платы с микропроцессорами разных типов. Системы разработки выпускаются, в частности, фирмами Hewlett-Packard, Tektronix, Microcosm, Applied Microsystems.

Логические анализаторы. Логические анализаторы можно назвать «супер-осциллографами» для разработки цифровой аппаратуры. Логический анализатор выступал в качестве главного действующего лица в книге Трейси Киддера «Душа новой машины». Эти замечательные устройства выглядят, как странные осциллографы, но в действительности включают в себя десятки каналов, большие объемы памяти, сложную логику «распознавания слов», а также средства деассемблирования выполняемых команд и представления их на экране. Логический анализатор может работать в двух режимах: анализа состояний и временного анализа. Вот как вы их должны использовать.

Анализ состояний. В этом режиме на вход статического анализатора подается синхронизирующий тактовый сигнал от вашей схемы (обычно тактовый сигнал ЦП), а сонм выводов (торчащих из анализатора) подключается к линиям данных и адреса, а также к другим интересующим вас сигналам. Хороший логический анализатор обслуживает 60–80 каналов при тактовой частоте до 25 МГц или больше. Затем вы устанавливаете сигнал запуска так, чтобы зафиксировать интересующее вас программное событие. Обычно в анализаторе имеется несколько регистров распознавания слов, в которые вы можете вводить любую последовательность 0,1 и X (произвольное состояние); это, разумеется, биты адреса и данных. В хорошем логическом анализаторе предусматривается возможность комбинирования выходов регистров распознавания слов в виде булевых выражений и функций состояния; например, можно образовать сигнал запуска от десятого прохода некоторой подпрограммы.

Логический анализатор ожидает сигнала запуска, затем запоминает последовательность состояний всех входных линий. Их можно наблюдать в виде цифрового сигнала или как последовательность нулей и единиц (либо шестнадцатеричных или восьмеричных чисел), рядом с которыми приводятся результаты деассемблирования. Вы можете просматривать массив запомненных состояний (обычно 4К или больше) и, что особенно важно, двигаться по нему от сигнала запуска «назад во времени». Это дает возможность проанализировать несколько тысяч состояний, предшествующих сигналу запуска, что, как правило, позволяет найти источник неприятностей.

Временной анализ. В режиме временного анализа логический анализатор работает от асинхронного тактового сигнала высокой частоты, обычно 100 МГц, который фиксирует логические состояния меньшего числа входных линий (чаще всего 16). Логика запуска поневоле проще и допускает обычно лишь одно слово распознавания. Анализатор ожидает установленного условия запуска, после чего заполняет свою память быстрыми выборками. В режиме временного анализа вы можете наблюдать кратковременные выбросы и другие искажения формы сигнала, которые незаметны в режиме анализа состояний. Можно перейти в режим «обнаружения выбросов», когда анализатор ищет два перепада, возникающих в течение 10 нс – периода дискретизации.

Перекрестный запуск. Объединение анализа состояний и временного анализа да-

ет мощную методику, называемую перекрестным запуском. В этом комбинированном режиме анализ состояний может инициировать временной анализ и наоборот. Так, вы можете настроить логику запуска, чтобы она фиксировала заданное состояние в конкретном программном цикле и запускала временной анализ, который после обнаружения заданного слова (условия) запуска записывает в память пакет данных. Таким образом удается обнаруживать короткие выбросы логического происхождения, возникающие редко.

Логические анализаторы с перекрестным запуском образуют расщепленный информационный кадр, что дает возможность, просматривая состояния, наблюдать также и форму сигналов. В области логических анализаторов наиболее известны имена Gould, Hewlett–Packard, Philips и Tektronix.

Макетные платы. В 70-х гг., когда широкую популярность стали завоевывать 8-разрядные микропроцессоры, такие, как 6800 и Z80, для каждого нового микропроцессора выпускалась макетная плата. Это был набор аппаратуры, куда входили небольшая клавиатура, шестнадцатеричный дисплей, ПЗУ, РПЗУ-монитор, несколько параллельных и последовательных портов, а также собственно плата для монтажа на ней схем, добавляемых пользователем. Вы могли, выполнив ручное ассемблирование небольшой программы, ввести ее посредством клавиатуры и наслаждаться результатом. Для инженерного мира, начинающего осваивать микропроцессоры, макетные платы предоставляли простой способ приобретения знаний и навыков.

Теперь инженерный мир стал более искушенным, и макетные платы почти вымерли. Однако и сейчас можно встретить в продаже макетные платы для специализированных процессоров, например БИС обработки сигналов или сложных видеопроцессоров. Такие платы содержат сам процессор, окруженный «склеивающей» логикой и аналоговыми компонентами для обработки сигналов, а часто и обычный микропроцессор, используемый для управления. Современные макетные платы обычно выполняются в виде вставных плат для персональных компьютеров и комплектуются необходимым программным обеспечением. Если принять во внимание сложность современных процессоров специального назначения, макетные платы экономят массу времени и вполне оправдывают свое существование.

ГЛАВА 12

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Прежде чем приступить к испытанию готового изделия после завершения разработки схемы, необходимо решить еще несколько вопросов: будет ли прибор иметь настольное оформление, размещаться в стойке с выдвижными каркасами или же устанавливаться в какой-либо другой тип шкафа? Будет ли схема монтироваться на плате пайкой проводов от точки к точке или соединениями накруткой или же это будет печатная плата? Как будет осуществляться подсоединение к этой плате: через колодку для распайки, плоскими ленточными жгутами или с помощью печатного разъема? Будут ли отдельные смонтированные платы помещаться в блок-каркас для плат, устанавливаться на сборочной «материнской» плате или еще куда-нибудь? Будут ли они встраиваться в печатную схему на «материнской» плате или будут вручную подсоединяться к задней панели? Какие приспособления будут на самой схемной плате, а какие на передней (или задней) панели?

Решение подобных вопросов важно при оформлении внешнего вида изделия, а также для его надежности и удобства в работе, но мало влияет на стоимость и простоту разработки и испытаний. В этой главе мы приведем некоторые сведения и дадим советы для решения этих вопросов, которые возникают на той стадии работы, когда схема уже проверена экспериментально. Начнем с конструкции схемы как таковой, ее внутренних и внешних соединений и выбора корпуса.

Так как в этой главе не рассматриваются вопросы, связанные с разработкой самой схемы, главу можно лишь просмотреть.

МЕТОД ПРОТОТИПОВ

12.01. Макетные платы («самолеты»)

Это необычное название говорит о том, что оно возникло от прежней практики создания радиоприемников из прекрасных лакированных деревянных досок на лампах, катушках, конденсаторах и т. д., где все соединительные провода выводились на верхнюю сторону панели. Позже делали приемники, более совершенные и элегантные (для использования в гостиных «дамами в кринолинах»). В них отверстия располагались вблизи каждого узла, и таким образом проводку можно было спрятать под ближайшую панель. Практика испытания схем с помощью построения макетов в виде панелей с тех пор называется конструированием по «самолету».

Деревянные «самолеты» больше не используются (за исключением кухни). Для монтажа макетов электронных схем удобны пластиковые платы, в которых имеется ряд отверстий для ИМС или других компонентов и несколько рядов лепестков, в том числе для распределения напряжения питания. Комплекты таких плат поставляют фирмы AP и Global Specialties, более тщательно выполненные наборы плат с корпусами изготовляются E & L Instrument и многими другими фирмами. Они предназначены для испытания схем, но не для построения постоянно действующих вариантов.

12.02. Прототипы платы печатной схемы (ПС)

Чтобы сконструировать один из видов схемы, рассчитанной на определенный

срок службы, лучше всего, вероятно, использовать одну из многих карт-прототипов ПС, в которых уже имеются отверстия с контактами под ИМС и другие элементы.

Межсоединения этих элементов организуются таким образом: каждая контактная площадка для вывода ИМС и других элементов соединена на плате с двумя или тремя ближайшими свободными контактными площадками. Припаивая провода последовательно от одной контактной площадки к другой, вы производите необходимый монтаж схемы. На такой плате, кроме того, обычно имеется несколько дополнительных шин, которые подключаются к источникам питания и земле.

Такие платы выпускаются фирмами Douglas Electronics, Atronics, Vector, Triad, Radio Shack и др. Они имеют печатный разъем с контактами-ламелями по краю – в виде медных полосок с позолоченными краями с фиксатором для установки ПС в гнездо разъема.

Конфигурации разъемов в некоторой степени стандартизированы. Чаще других распространены платы с 22 контактами на каждой стороне с шагом 3,9 мм (бывают также и 3,2 и 2,5 мм). Разъем, соответствующий такой плате, называется двусторонним 44-контактным печатным разъемом. Платы-макеты могут быть различных размеров и вмещают от 12 до 36 и более ИМС. Несколько большей совместимостью с конструкциями компьютеров обладают платы, рассчитанные на 100 или более ИМС. Такие платы могут непосредственно использоваться в головном образце небольшой вычислительной машины. Некоторые из этих плат – с односторонней печатью, другие – с двусторонней, со сквозными отверстиями. Этот

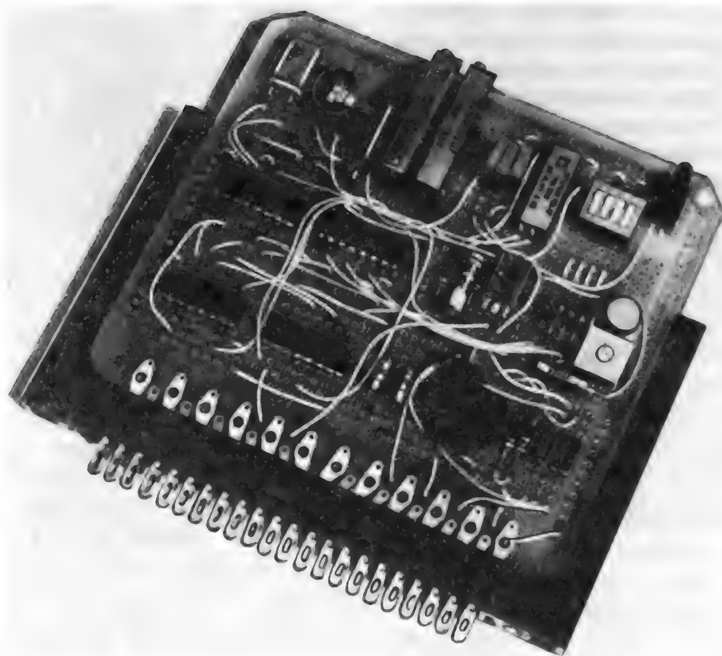


Рис. 12.1. Плата «самолет» для макетирования пайкой, широко используемая при монтаже небольших схем, особенно содержащих как дискретные элементы, так и ИМС. Такая плата приспособлена для монтажа 12 ИМС в двухрядных (DIP) корпусах. Она имеет шины разводки заземления и питания. Металлизированный печатный разъем стандартизован, поэтому плата может вставляться в общий каркас или в разъем с обоймой, как показано на рисунке. В данной схеме помимо транзистора и ИМС содержатся различные компоненты: одно- и многооборотные подстроечные индуктивности, потенциометры, кварцевый резонатор, размещенные в корпусе DIP ключи, миниатюрные реле и световой индикатор логических состояний.

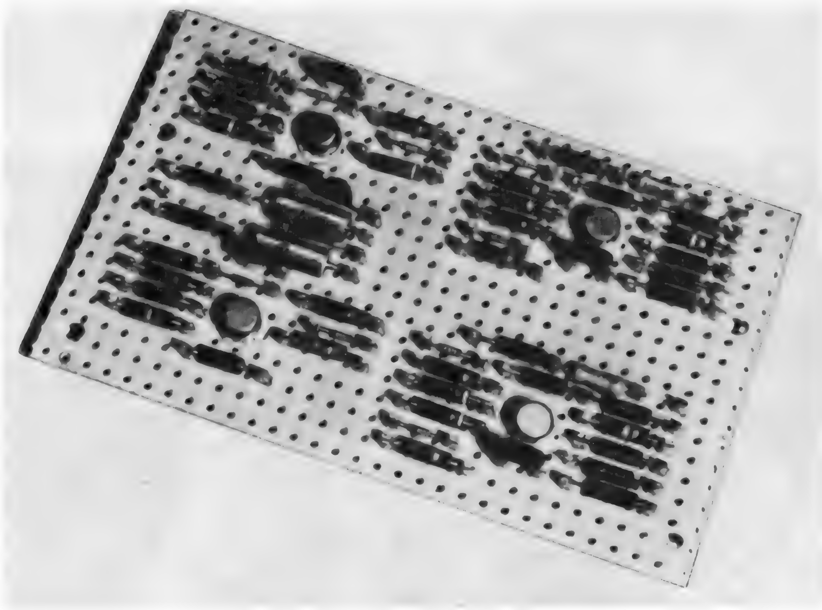


Рис. 12.2. Плата типа перфокарты. Удобная для построения макетов на дискретных компонентах, но для ИМС она не очень хороша. Штырьки плотно вставлены в отверстия (или развальцованы специальным инструментом), а разводка делается снизу.

вопрос еще будет обсуждаться ниже в связи с обычно используемыми ПС. На рис. 12.1 приведена фотография небольшой платы-макета печатной схемы (Douglas Electronics 11-DE-3), вставляемой в 44-контактное двустороннее гнездо и встраиваемой в рамку с направляющими (Elco 6022), поддерживающими платы ПС.

Для разработки прототипов ПС широко используется и другая форма экспериментальных плат – так называемые платы с перфорацией. Это тонкий лист из слоистого изоляционного материала с отверстиями, сделанными через равные промежутки (чаще всего ~5 мм) под маленькие металлические штырьки. При разводке схемы вы вставляете дюжину маленьких штырьков, куда найдете нужным, укрепляете на них компоненты и по завершении монтажа припаиваете провода от штырька к штырьку. Платы с перфорацией очень хороши для работы, но они становятся неудобными в случаях плотного расположения ИМС, когда расстояние между штырьками получается меньше 2,5 мм. Пример платы с перфорацией приведен на рис. 12.2.

12.03. Платы под монтаж накруткой

Разновидностью плат ПС являются платы под монтаж накруткой (Gardner-Denver). Они представляют собой схемные карты с цепочками гнезд (или контактных площадок) под ИМС со штырьками, соединенными с каждым из контактных гнезд и имеющими длину от 7,5 до 15 мм (рис. 12.3). Штырьки в поперечном сечении представляют собой обычно квадраты со стороной 0,625 мм и сделаны из твердого металла с острыми кромками, покрытого золотом или оловом. Провод не припаивается к этим штырькам, а плотно накручивается на них с помощью электрического пистолета для накрутки (существует недорогой вариант его, известный как «ручной инструмент для накрутки проволоки»). Накрутка – очень быстрый способ. Вы просто вставляете зачищенный конец провода в инструмент,

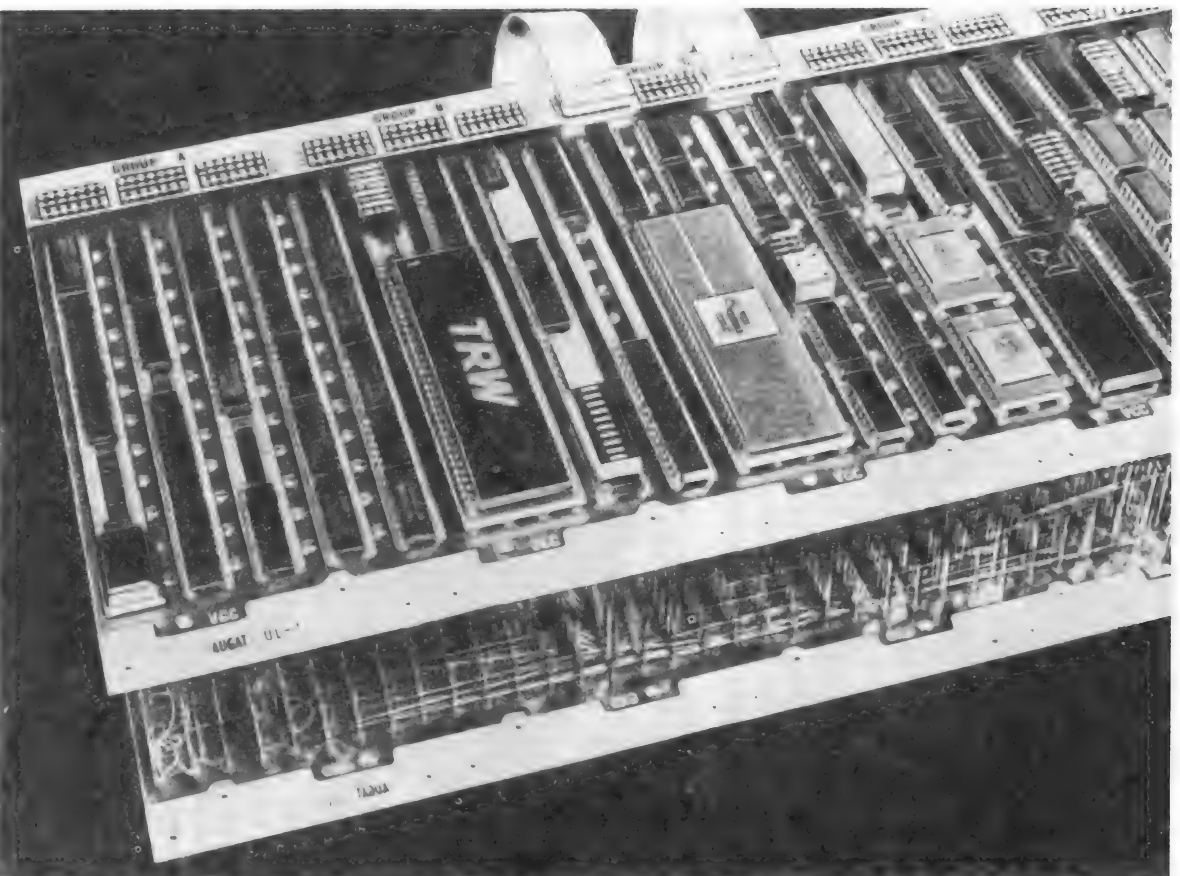


Рис. 12.3. Большая панель с монтажем «накруткой» и ее нижняя сторона (вид в зеркале). Проволочный монтах микрокомпьютерной схемы выполнен машинным способом (см. разд. 12.08. «САПР/АСУП»). На этой универсальной панели размещены чипы разных размеров, переходники-держатели элементов, а также участки для подсоединения внешних плат с помощью ленточных кабелей с двухрядными 14 штырьковыми разъемами.

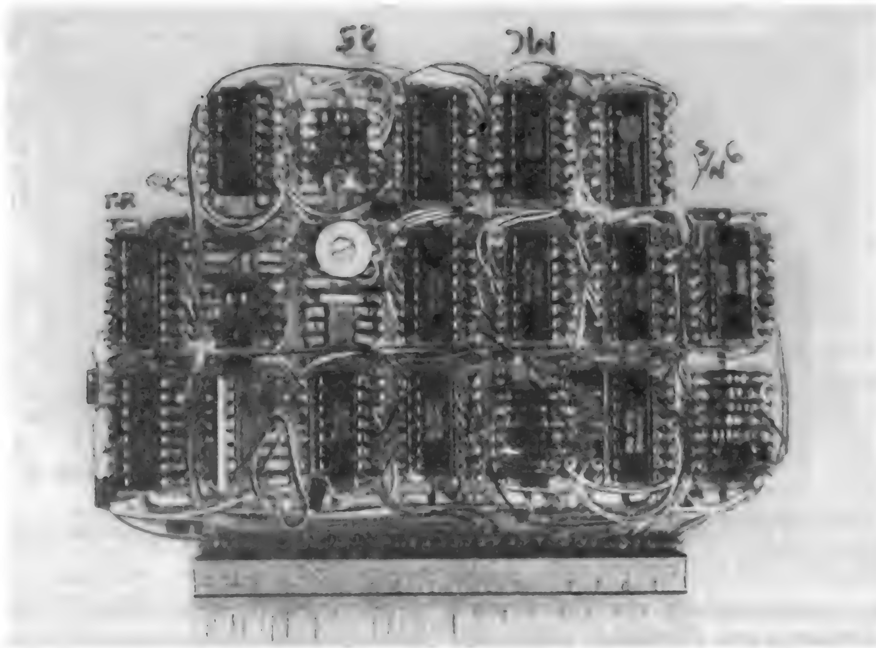


Рис. 12.4. Платы с соединениями накруткой обеспечивают точный и быстрый монтаж, особенно они хороши для схем с цифровыми ИМС. Эта плата сделана по образцу печатной схемы, штырьки для соединения накруткой вынесены на компонентную сторону в отличие от обычного расположения штырьков на нижней стороне. Такая специфическая компоновка платы диктуется внутренними габаритами океанографического датчика давления, для которого она предназначена.

устанавливаете инструмент на штырек – свистящий звук и работа готова. Для этих целей используется стандартная посеребренная медная проволока калибра 26 или 30[1] с кайнаровой изоляцией. Существует специальный инструмент и для зачистки без зазубрин тонких проводов от изоляции. В процессе накрутки проволока плотно натягивается на острые углы, образуя несколько дюжин швов холодной сварки, непроницаемых для газов. В результате соединение накруткой получается таким же надежным, как и соединение пайкой, причем делается оно очень легко и быстро. Для логических схем, содержащих немного дискретных компонентов, монтаж накруткой, вероятно, лучший способ монтажа при изготовлении одной или двух схем средней сложности. Так как панели с контактами накруткой выпускаются в первую очередь для корпусов с ИМС, такой монтаж меньше подходит для схем с множеством резисторов, конденсаторов и других дискретных элементов. Для таких схем монтаж пайкой предпочтительнее.

Для установки на платы с накруткой дискретных компонентов используются специальные переходники, которые вставляются в гнезда ИМС, и затем производится накрутка проводов с использованием соединительных штырьков. Некоторые панели с накруткой имеют сверхлегкоплавкие контактные площадки (а не гнезда для ИМС), очень удобные для установки дискретных компонентов. Особенно приятный вид имеют платы с накруткой, в которых штырьки располагаются на той же стороне, что и компоненты (обычно штырьки выводятся на другую сторону). Хотя на этом типе плат плотность монтажа (т. е. число ИМС на единицу площади) меньше, они удобны для работы с дис-

[1] Сечением приблизительно 0,25–0,35 мм.– *Прим. ред.*

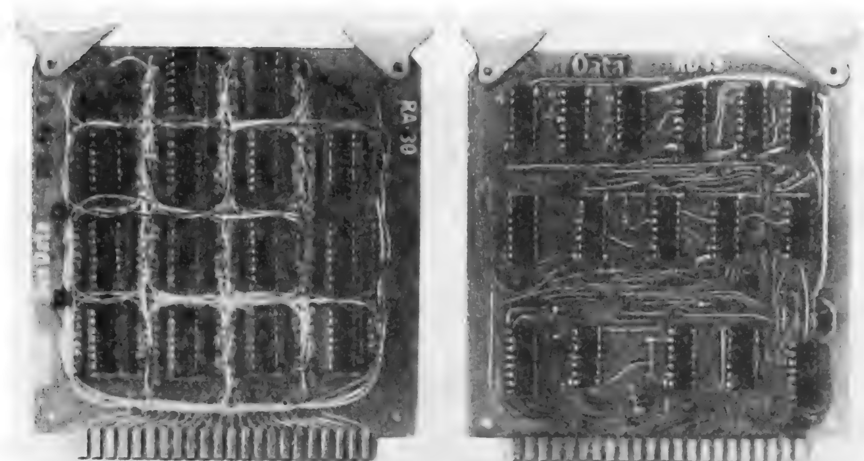


Рис. 12.5. Плата-прототип с контактами накруткой и печатная схема – ее преемник. В печатной плате отсутствуют перекрестные помехи, и она гораздо проще для изготовления большими партиями. Кроме того, в ней исключены ошибки при монтаже проводов.

кретными компонентами, так как компоненты можно видеть в процессе накрутки. Кроме того, имеется возможность уменьшить промежутки между соседними платами, поскольку и компоненты, и штырьки располагаются на одной и той же стороне.

Этот тип плат без гнезд практически полностью подходит для конструирования и линейных, и цифровых схем. Пример такой платы приведен на рис. 12.4. На рис. 12.5 для сравнения показаны монтаж макета схемы на плате с накруткой и окончательный вариант печатной схемы, используемой в производстве. Печатные схемы удобнее в массовом производстве: у них превосходные электрические параметры и они имеют не такой запутанный вид, как панели с монтажом накруткой. О платах ПС мы будем говорить в следующем разделе.

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

12.04. Изготовление плат печатного монтажа

При серийном производстве любой электрической схемы лучше пользоваться печатным монтажом. Печатная плата представляет собой твердую пластину из непроводящего материала с тонкими медными линиями, являющимися схемными проводниками. Хотя ранние печатные схемы считались малонадежными (вспомните рекламу телевизоров, высокие качества которых обеспечивались тем, что в них не использовались печатные схемы, а применялся навесной монтаж с ручной сборкой), технологические процессы создания материалов для ПС и производства законченных плат достигли такого уровня, что сейчас изготовление печатных схем практически не представляет проблемы. И действительно, платы ПС являют собой самую надежную технику монтажа. Печатные схемы, как правило, используются в компьютерах, в космической аппаратуре, в военной электронной технике, где, как известно, высокая надежность имеет особое значение.

«Майлар» или фоточертеж. Изготовление платы ПС начинают с того, что имея комплект плакатов рабочего размера, вычерчивают непрозрачный рисунок из треков и контактных площадок, требуемых по схеме (рис. 12.6). На этой стадии работы существует тьма правил и хитрых уловок, но основное – это сообразить, как сделать все нужные межсоединения с помощью линий, протянутых по панели. Как будет коротко описано в разд. 12.08, эти плакаты обычно выполняют непо-

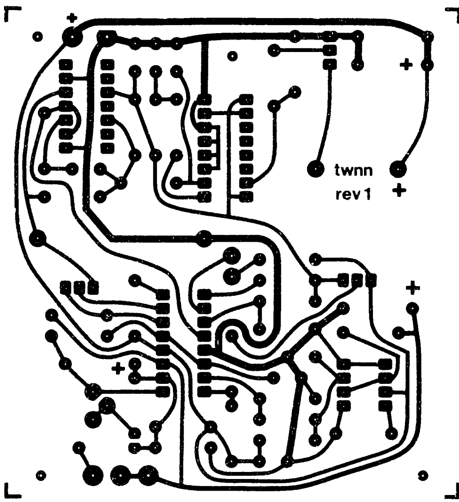


Рис 12.6. Чертеж металлизации для простой односторонней платы ПС. Этот «позитивный слой» выполнен фотографическим уменьшением майларового рисунка, сделанного вручную в масштабе 2:1. Схемная плата размером 82,15 × 87,5 мм содержит 4 ИМС, 24 резистора, 11 конденсаторов, 5 диодов, 1 триммер и 1 пьезозуммер.

средственно на пленке, используя фотографопостроитель, управляемый ЭВМ, или лазерный графопостроитель, работающие по описанию схемы, разработанной с помощью САПР (системы автоматизированного проектирования). Однако для простых схем нанесение рисунка можно выполнять вручную, наклеивая непрозрачные полоски и шаблоны на чистую майларовую пленку. В этом случае ленточный майларовый шаблон делают в удвоенном масштабе, с которого фотографическим путем получают плакат рабочего размера.

В любом случае вы получаете окончательный плакат в масштабе 1:1 в виде пленки с нанесенным рисунком из проводников. Для самых простых схем используют односторонние платы, в которых все дорожки делаются на нижней стороне, а на верхней («компонентной») располагают схемные элементы. В таких платах вы сами можете сделать все необходимые межсоединения (допускается наличие нескольких проволочных перемычек в качестве вспомогательных). Более часто, однако, дорожки нужны на обоих сторонах платы. В *двусторонних* платах всегда используют металлизированные насквозь отверстия, которые являются чистыми проводниками между соответствующими контактными площадками, расположенными по разные стороны панели. При проведении линий вы всегда можете с помощью этих отверстий перейти на другую сторону, что особенно важно, когда линия соединений обрывается. Работая с односторонними платами, вы в этих случаях часто оказываетесь беспомощными. Для соединений с выводами компонентов лучше всего использовать легкоплавкий припой, затекающий вглубь отверстия.

При изготовлении сложных цифровых схем часто используют многослойные платы ПС. Внутренние слои служат для подведения земли или напряжения от источника питания, а иногда их используют и как сигнальную линию. Четырех- и шестислойные платы на сегодняшний день довольно обычны. В исключительных случаях используют и больше слоев (вплоть до 40!).

Изготовление. Обе стороны платы ПС (обычно это пластина толщиной 1,55 мм из так называемого FR-4, огнеупорного стекловолокна, пропитанного эпоксидной смолой) покрываются медью (стандарт – «две унции», т.е. слой меди толщиной 0,0675мм). На первой стадии сверлятся отверстия либо про трафарету, либо на автоматическом сверлильном станке, настроенном точно по размерам фотопозитива, полученного с помощью фотоплоттера, или по размерам майларового плаката. Отверстия затем металлизируются насквозь путем комбинированного многослойного осаждения меди, благодаря чему создаются непрерывные проводящие соединения с одной стороны платы на другую.

Следующая стадия заключается в создании слоя твердого «резиста», наносимого на обе стороны платы всюду, кроме тех участков, где согласно схеме фольга должна остаться. При этом поступают так: (а) плату покрывают светочувствительным слоем (обычно это тонкая клейкая «сухая пленка»), затем (б) экспонируют

светом через полноразмерный фотопозитив, положенный сверху, и (в) химически «проявляют» пленку (как в обычной фотографии), чтобы закрепить экспонированные участки. Этот этап аналогичен фотографическому процессу «фиксирования» с последующим удалением неэкспонированных участков, которые в точности соответствуют линиям плаката. Эти линии в конечном счете должны стать схемными дорожками. Затем плату с рисунком из резиста, теперь защищающего участки, с которых медную фольгу нужно будет удалить, погружают в ванну с расплавленным припоем (сплав олово/свинец). В итоге все нужные участки рисунка из фольги, включая внутреннюю поверхность отверстий, оказываются покрытыми слоем припоя.

Затем резист снимается химическим способом, оголяя удаляемую медную фольгу, и плату обрабатывают составом, травящим медь, после чего остается требуемый рисунок из меди и металлизированные отверстия, покрытые припоем. Здесь очень важно выполнить одну процедуру, называемую «оплавление припоя». Она состоит в том, что плата нагревается до температуры плавления тонкого слоя металла покрытия, что уничтожает крошечные металлические волоски – «усики» (остающиеся после подрезающего действия травления). В противном случае эти волоски могут образовывать проводящие мостики. Оплавление припоя кроме этого позволяет улучшить способность к пайке законченной панели. Платы, прошедшие оплавление припоя, превосходны и с точки зрения «набивки» компонентами.

Затем ламели разъемных контактов покрываются золотом гальваническим методом. Конечный процесс изготовления платы заключается в нанесении «паяльной маски». Маска наносится сплошным слоем на всю плату и закрывает все участки с фольгой, кроме контактных площадок. В процессе последующей распайки это сильно снижает тенденцию к растеканию припоя и образованию мостиков между близко расположенными проводящими дорожками. Это также делает плату устойчивой к влажности и механическим повреждениям. Материалы для паяльной маски могут применяться в трафаретной печати («жидкая маска») или в вышеупомянутом методе с фоторезистом, используемым для создания схемного рисунка из фольги («сухая маска»). Распознать паяльную маску можно по темно-зеленому цвету и по тому факту, что ее практически невозможно снять. При промышленном изготовлении платы могут затем заполняться компонентами автоматически, причем с помощью устройства для пайки волной все соединения паяются за несколько секунд. Но можно паять и компоновать панели вручную.

Существует и более простой способ изготовления плат, которым иногда пользуются, особенно в случае небольших или односторонних плат, когда не требуется сквозная металлизация отверстий. По этой методике плату первоначально покрывают фоторезистом, который подвергают воздействию света через негатив (а не позитив), на котором с точными размерами повторен желаемый рисунок. Негатив прозрачен в тех участках, где нужно, чтобы фольга не удалялась. Резист «проявляется», и неподверженные засветке участки растворяются и удаляются. После этого на плате остается слой твердого резиста, покрывающего неудаляемую медь, и вы спокойно можете сразу подвергать плату травлению (опуская стадию нанесения припоя, как выше). После травления удаляются излишки меди, а оставшийся резист вымывается растворителем, и на плате остается требуемый рисунок меди. На этом этапе лучше всего опустить плату в ванну с оловом, чтобы «безэлектродно» нанести на медь слой металла, не подвергающегося коррозии. Как и в других случаях, площадки разъемных контактов (ламелей) должны покрываться золотом. Последняя стадия процесса изготовления платы заключается в сверлении отверстий вручную в соответствии с рабочим рисунком (каждая круглая контактная площадка имеет небольшое отверстие в центре, облегчающее сверление в законченной панели).

12.05. Проектирование плат с печатным монтажом

В процессе конструирования плат ПС, заполнения компонентами, и, наконец, при использовании плат в приборе возникает несколько вопросов, требующих своего разрешения. В этом разделе мы коснемся наиболее важных из них.

Чертеж платы ПС. Чтобы изготовить плату ПС, вы должны принципиальную электрическую схему преобразовать в соответствующий рисунок требуемых линий соединений из медной фольги, которые составят конечный вариант платы. Это можно сделать двумя способами:

(а) Работая с эскизом схемы, нарисованной от руки, вы выделяете требуемые межсоединения («трассы»), пользуясь карандашом, бумагой (и комплектом ластиков!); затем на чистую полиэстерную пленку аккуратно накладываете непрозрачные полоски, заранее изготовленные шаблоны соединений и получаете окончательный эталонный майларовый плакат.

(б) Вы составляете для схемы, нарисованной вручную, таблицу соединений ("netlist"), а затем, используя программу САПР для вычерчивания трасс, вы сразу получаете комплект точных «фотоплакатов» в машинном исполнении. Еще лучше, если можно вместо ручного изготовления эскиза схемы использовать пакет программ САПР для ввода описания. При этом с помощью графического планшета или «мышки» вы создаете схему непосредственно на графическом автоматизированном рабочем месте (АРМ).

Создание электрической и монтажной схем с помощью САПР (см. выше п. б) имеет много преимуществ, в том числе: автоматическая выдача таблицы соединений, простота в составлении документации, отыскание ошибок конструирования и норм размещения, относительная легкость внесения изменений и возможность изготовлять сложные многослойные платы с точной подгонкой контактных площадок и проводящих дорожек. При изготовлении почти всех сложных и высокоплотных плат ПС пользуются системой автоматического проектирования. Однако начнем с простого. Мы кратко дадим описание ручных способов составления чертежа плат ПС (см. выше п. а).

Зная, как создается плата ПС вручную, вы с пониманием будете выполнять эту работу, используя сложный пакет программ САПР. К тому же при простых работах всегда могут понадобиться ручные приемы, так как они дешевые (а иногда и более быстрые). На практике ручные способы применимы при изготовлении плат, имеющих невысокую плотность элементов, а также при изготовлении плат в небольшом количестве для лабораторного использования, так как для этого вы можете пользоваться самыми простыми инструментами. Ручные способы хороши при изготовлении плат, содержащих нестандартные трассы соединений и размеры между выводами. Позже, в разд. 12.08, мы будем описывать возможности САПР, без которой не обойтись при изготовлении цифровых многослойных плат, имеющих высокую плотность элементов и предназначенных для серийного производства.

От принципиальной схемы до получения законченной монтажной ПС проходит несколько стадий. Имея вначале только принципиальную схему, вы обычно разрабатываете пробный карандашный эскиз размещения компонентов и межсоединений. В конце концов получается карандашный рисунок, на котором все вместе – компоненты и межсоединения – располагаются в рабочем виде. На его основе вы изготавливаете плакат, на котором показаны точно выстроенные в ряды контактные площадки и полоски межсоединений. Для выводов ИМС и транзисторов, а также межсоединений и контактов разъемов используются предварительно разрезанные шаблоны, так как они имеют стандартные местоположения и размеры. Карандашный эскиз и плакаты делаются в масштабе 2:1, что позволяет повысить точность (а также уменьшить усталость ваших глаз). Когда плакат завершен (а для двусторонних плат – два плаката), его фотографически уменьшают до рабочего размера негатива, с которого изготавливается по описанной выше методике проб-

ная плата. Образец платы «заполняется» элементами, подводится питание, и затем отыскиваются ошибки. Это позволяет скорректировать разводку плакатов и изготовить окончательный вариант платы. В следующих подразделах даются дополнительные подробности и рекомендации.

Предварительный эскиз. Первоначальный чертеж схемы расположения лучше делать карандашом на специальной бумаге для плакатов с нанесенной сеткой (2 лин./см) двумя цветами, чтобы различить верхнюю и нижнюю стороны платы (это касается, естественно, только двусторонних плат). Мы обычно пользуемся черным карандашом для вычерчивания линий на нижней стороне и красным или зеленым – для верхней стороны (компонентной). Очевидно, что вам придется делать множество подтирок, поэтому лучше пользоваться специальной веленевой разграфленной бумагой. Расстояние между линиями в 5 мм соответствует основному шагу 2,5 мм – принятому стандарту для расстояний между ножками ИМС, выводами транзисторов, контактами разъемов и т. д. Ваш рисунок должен соответствовать виду компонентной стороны (вид сверху), т. е. эскиз плаката фольги компонентной стороны должен смотреться так же, как и законченный плакат. Эскиз нижнего плаката должен быть таким, будто вы разглядываете его сквозь законченную плату с помощью рентгеновских лучей. Когда вы рисуете расположение компонентов, контуры их обозначайте карандашом третьего цвета. В процессе всей этой работы вы должны обладать свободой действий. Не тратьте время на вычерчивание по линейке: пользуйтесь линиями сетки при вычерчивании межсоединений и выводов ИМС и элементов схемы.

Некоторые пробные эскизы лучше выполнять на отдельных листках разграфленной бумаги. Особенно это касается тех частей схемы, где предъявляются специальные требования к монтажу, например в случаях, когда длина линии и межъемкостные связи должны быть минимальны. Чтобы достичь лучшей расстановки элементов, можно сделать несколько эскизов. Эти эскизы должны содержать части схемы, включающие, скажем, два или три операционных усилителя или входной или выходной узел схемы. Эти блоки следует затем включить в полную монтажную схему, перенеся на большой лист специальной веленевой бумаги для плакатов с нанесенной сеткой и корректируя их по ходу дела. Не стесняйтесь делать подтирки!

Размеры плаката и некоторые рекомендации. Старайтесь расположить все ИМС в одном направлении, лучше по прямой. Точно так же резисторы должны быть расположены ровными рядами, а не криво. Для сигнальных линий мы пользуемся черной лентой 0,75 или 1 мм, для шин питания линии шире (1,25 или 1,55) и очень широкие для земляных шин (2,5–5,0 мм или даже шире: общепринято для уширения земляной шины использовать многожильные ленты). Обязательно надо включать в схему множество шунтирующих конденсаторов емкостью 0,1 мкФ по одному на каждые два или четыре ИМС. Пытаясь справиться с запутанной сетью межсоединений, не забывайте, что элементы можно использовать как «перемычки» – они могут располагаться над линиями на плате.

Размеры и пространственное расположение: на плате ПС, имеющей рабочие размеры, мы советуем отверстия под пайку резисторов сверлить на расстоянии 10 мм (для 0,25 Вт), а расстояние между резисторами должно быть 2,5 или 3,75 мм (при расстоянии 3,75 мм вы можете провести проводник между соседними контактными площадками). Мы предпочитаем керамические конденсаторы типа СКО5 и СКО6 с расстоянием между выводами, равным 5 мм или 7,5 мм, как в корпусе “DIP” (AVX типа MD01 и Kemet C630C104M5U); они также могут располагаться на расстоянии 2,5 мм от других конденсаторов или резисторов. Оставьте некоторое пространство вокруг ИМС для логических соединений: минимум 5 мм до контактных площадок соседней ИМС и минимум 3,75 мм до ближайших контактных площадок резистора или конденсатора. Между ленточными проводниками

следует оставлять 0,75 мм, и все линии должны отстоять от края платы на расстояние не меньше, чем 6,25 мм. Это пространство отводится на крепление ручки для установки платы, для направляющих, для креплений и т. д. Если нет особой необходимости, то избегайте прокладывать проводники в промежутках 2,5 мм между контактными площадками ИМС. Вы можете поместить 6 ленточных проводников между рядами контактных площадок плаката стандартного двухрядного корпуса ИМС (DIP) (они разнесены на 7,5 мм).

Для современных плат ПС обычно предпочитают более высокую плотность линий (за счет их утоньшения и более тесного расположения), чем рекомендуется выше; позже мы будем называть это нормой проектирования «15–15», обозначающей, что минимальная ширина линии 0,375 мм (0,015 дюйма) и минимальное расстояние между проводниками 0,375 мм (0,015 дюйма). В промышленных платах ПС норма «15–15» считается довольно слабой по сравнению с более часто встречающейся нормой 12–12 (0,3 мм ширина линии и 0,3 мм зазор). При проектировании по норме 12–12 можно провести один трек между соседними контактными площадками ИМС, расстояние между центрами которых 2,5 мм (для себя вы должны помнить, что это допускается, если диаметр самой площадки не более 1,6 мм). В высокоплотных платах часто пользуются нормой 10–10 или 8–8. В таких платах можно вместить две дорожки между соседними контактными площадками ИМС (максимальный диаметр площадок 1,25 или 1,5 мм соответственно). В исключительных случаях можно встретить платы с шириной дорожек 0,15 мм и еще тоньше. Разработчикам таких плат ради высокой плотности (три дорожки между контактными площадками, 20 – между центральными каналами!) приходится идти на некоторые уступки, например уменьшать размеры металлизированных отверстий. В результате производственный выход таких плат невелик и они недостаточно надежны.

Подсоединения к плате. Для большинства плат, вероятно, все внешние соединения лучше всего осуществить через печатные разъемы, непосредственно вставляемые в гнезда, у которых расположение контактов может варьироваться. Чаще используются разъемы с промежутками между контактными ламелями, равными 3,8, 3,125 и 2,5 мм. Печатный разъем обычно располагается с одного конца карты. Через него подаются напряжение питания и сигналы. Плата закрепляется механически, когда вставляется этим концом (более короткой частью) в гнездо.

Очень часто можно встретить шаблон печатного разъема и на другом конце карты, используемого для плоского ленточного жгута и служащего для подачи некоторых внешних сигналов на плату или передачи их на другую плату. Для снятия сигнала можно использовать плоский ленточный кабель, заканчивающийся во вставке DIP; такой кабель вставляется непосредственно в гнездо ИМС на плате. Эти кабели выпускаются различной длины, или же их можно сделать самим с помощью комплекта, в который входят плоский кабель, неприсоединенная вставка DIP и инструмент для навивки. Плоский кабель можно также подсоединять к плате через входную шину или многоконтактный разъем, в котором один или два ряда штырьков расположены через 2,5 мм.

Простые платы лучше всего соединять с помощью разъемов, в которых используются штампованные клеммы или печатные полоски с покрытием и винтовыми зажимами. Старайтесь не пользоваться одиночными большими контактными площадками для подсоединения внешних проводов к плате ПС. На рис. 12.7 показаны варианты соединений ПС-плат.

Дополнительные замечания. На платах со сквозной металлизацией некоторые отверстия используются для проведения земляной шины на противоположную сторону платы. Избегайте многократных переходов сквозь плату, поскольку соединения через сквозную металлизацию могут создавать помехи даже там, где элементы отсутствуют. На двусторонних платах ленточные проводники, как прави-

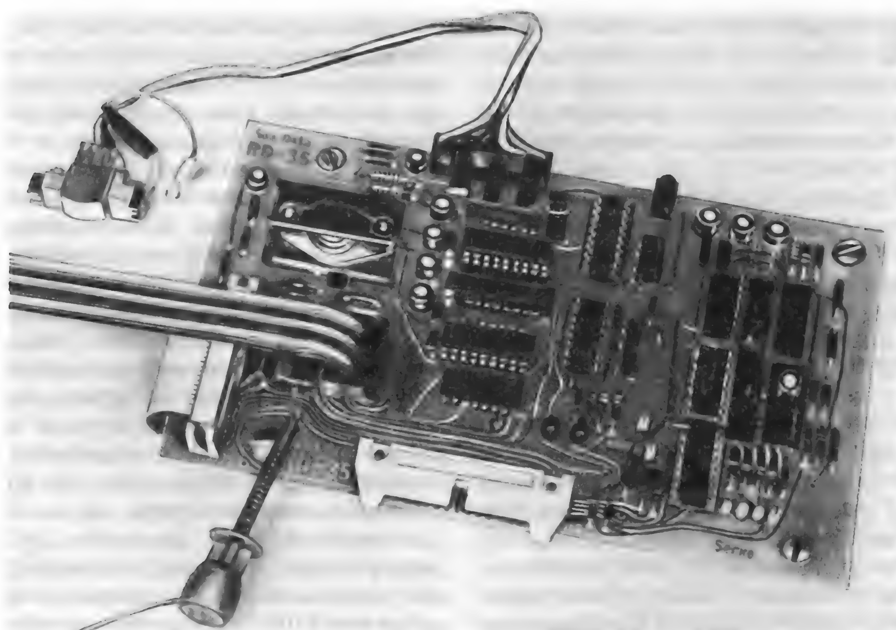


Рис. 12.7. Печатная плата цифрового магнитного регистратора, на которой осуществлено несколько видов внешних соединений. Магнитная головка присоединена через однорядный разъем (который соответствует ряду штырьков для накрутки), а другие цепи – с помощью многоконтактных разъемов и разъема с двухрядной вставкой DIP (впаивается на место ИМС). Щуп показан подсоединенным к выводу контрольной точки. На примере этой платы можно видеть установку элемента с теплоотводом (слева вверху), индикатора логических состояний (справа вверху), миниатюрных однооборотных потенциометров и монтаж резисторов «в линию».

ло, ведите горизонтально по одной стороне и вертикально по другой.

Основные правила: при нанесении на чертеж ленточных дорожек делайте плавные закругления или повороты на 45°, а не прямоугольные. Проводники, ведущие к контактным площадкам, должны идти прямо по направлению к центру контакта, а не под косым углом. Не монтируйте на плате тяжелые элементы (вес не должен превышать 60 г); предположите, что прибор будет периодически в течение работы сбрасываться с высоты ~2 м на твердую поверхность! На компонентной стороне указывайте полярность диодов и электролитических конденсаторов, а также номера ИМС и локализацию 1-го штырька (если есть место). Всегда удобно, когда обозначены контрольные точки, функции подстроечных элементов (например, «О РЕГ»), входы и выходы, функции световой индикации, если, конечно, позволяет место.

Нанесение линий на майлар. Основной совет: пользуйтесь специальным столом с подсветкой, работая с майларовой пленкой с прецизионной сеткой. Не путайте майлар с дешевой пластиковой пленкой с нанесенной сеткой, которая не обладает ни точностью, ни стабильными размерами; кусок прецизионной пленки остановит вас, во всяком случае, ценой (около 20 долларов!). Положите майлар чистой стороной кверху и точно нанесите на него контактные площадки ИМС. Используйте карандашный эскиз в качестве руководства при разводке схемы. Тщательно вымойте руки, чтобы на майларе не оставить жирных пятен, или, если они возникли, воспользуйтесь спиртом для их удаления. Для разрезания лент и контуров пользуйтесь ножом с кривым лезвием и научитесь не делать сквозные порезы на майларе. После установки клейкой ленты крепко придавите ее, иначе она в конце концов начнет скручиваться. Обеспечьте

Таблица 12.1. Некоторые шаблоны для проектирования ПС

Шаблоны [1]	Bishop	Datak
Малые контактные площадки (3,75 мм)	D203	JD-145
Средние контактные площадки (4,675 мм)	D104	JD-146
Большие контактные площадки (6,25 мм)	D108	JD-150
«Гигантские» контактные площадки	D293	JD-343
Терморельефы – позитив. (3,75 мм)	5272	JDS-532
Терморельефы – негатив. (3,75 мм)	5278	–
Терморельефы – позитив. (4,675 мм)	5232	–
Терморельефы – негатив. (4,675 мм)	5238	–
16-штырьковый DIP	6109	JD-64
16-штырьковый DIP с внутренними зазорами	6946	JD-179
20-штырьковый DIP	6999	JD-575
20-штырьковый DIP с внутренними зазорами	–	JD-585
28-штырьковый DIP	6904	JDS-398
28-штырьковый DIP с внутренними зазорами	–	JDS-591
Транзистор ТО-5	6077	–
Транзистор ТО-18	6274	JD-88
Транзистор ТО-92	–	JD-91
Впаиваемый разъем с контактными площадками через 2,5 мм	5004	JD-145
Печатный разъем с шагом между ламелями 2,5 мм	6714	JD-123
Печатный разъем с шагом между ламелями 3,9 мм	6722	JD-121
Черная лента 0,8 мм	201-031-11	–
Черная лента 1,0 мм	201-040-11	–
Черная лента 1,2 мм	201-050-11	–
Черная лента 1,5 мм	201-062-11	–
Черная лента 2,5 мм	201-100-11	–
Черная лента 5,0 мм	201-200-11	–
Универсальные уголки 1,5 мм	CU601	–
Универсальные уголки 2,5 мм	CU607	–
Универсальные уголки 5,0 мм	CU609	–

[1] В масштабе 2:1 к оригиналу.

хорошее перекрытие на участках, где проводник должен пройти через контактную площадку или через что-либо другое. В процессе разводки ленты держите в свободном, а не натянутом состоянии, иначе лента будет отскакивать и тянуться назад от контакта. Используйте предварительно нарезанные колена и кружки для увеличения ширины ленты (1,55 мм или шире), когда при проведении приходится делать крутые повороты. После того, как нанесение линий на майлар закончено, оно сверяется со схемой, при этом красным карандашом отмечайте каждое пройденное соединение на принципиальной схеме. Если все окажется в порядке, замазываются возможные щели на майларе несмываемым черным фламастером.

Предварительно разрезанные шаблоны для ПС поставляют несколько фирм. В табл. 12.1 приведены некоторые рекомендуемые типы. Каталог Bishop Graphics (5388 Sterling Center Drive, Westiake Village, CA 91359) содержит обширную информацию о платах ПС.

12.06. Монтаж плат ПС

С получением законченной платы ваши заботы не кончаются. Перед вами встанут вопросы – например, как пользоваться разъемами для ИМС, как удалить флюс или подготовить выводы к монтажу и т. п. Предлагаем вам некоторые соображения по этому поводу.

Гнезда. Имеется большой соблазн: для облегчения аварийного ремонта использовать гнезда для ИМС повсюду. Однако если вы будете невнимательны, то гнездо скорее может вызвать неисправность, чем предотвратить ее. Нужно учитывать устройство гнезда еще на стадии макета. Тогда при необходимости можно заменить ИМС, чтобы убедиться, что имеющееся нарушение работы вызвано неисправностью именно в конструкции гнезда, а не плохим компонентом. Гнезда могут использоваться и для дорогих ИМС (например, ЦАП, микропроцессоры или др.), ИМС, которые по желанию можно менять время от времени (например, программируемые ПЗУ), а также для ИМС, рано или поздно выходящих из строя (например, кристаллы, которые служат для восприятия входных или выдачи выходных сигналов, т. е. связанные с внешними цепями аппаратуры).

Проблема заключается в том, что плохо сконструированное гнездо по прошест-

вии некоторого времени теряет надежность. Непаянные соединения должны иметь газонепроницаемую защитную оболочку, аналогичную возникающей при механическом действии удара металла о металл, причем герметизация в дальнейшем уже не должна разрушаться. Например, теряют надежность печатные разъемы ПС, бывшие в употреблении. Чтобы этого избежать, контакты стали делать расщепленными (два или более независимых пружинящих контакта для каждой ламели), поверхности гнезда и ламелей покрывают золотом, а механическую конструкцию улучшают с точки зрения надежности контакта при ударах и после них. Можно ожидать, что негерметизированные соединения через некоторое время, возможно через год, а то и меньше, выйдут из строя. Иногда допускается небрежность, например, компонент вставляется в плату ПС, а припаять забывают. Такие соединения обладают раздражающим свойством, а именно: вначале контакт хороший, а спустя месяцы или даже годы он становится прерывающимся из-за коррозии. Могут возникнуть проблемы и со вставленными в гнезда тяжелыми ИМС (24 штырька и более). Их можно вытащить только после нескольких покачиваний и толчков.

Мы считаем, что гнездо для ИМС с коническими штырьками (предлагаемое Augat серии 5xx-AG) обладает хорошими показателями надежности, но оно дороже по сравнению с другими типами гнезд.

Пайка и очистка от флюса. Обычная процедура монтажа заключается в том, что несколько компонентов вставляют, затем опрокидывают плату и загибают выводы с другой стороны, чтобы удержать компоненты в этом положении. После этого производят пайку, пользуясь термостатированным паяльником и тонким припоем. Интегральные схемы легко вставляются с помощью специального инструмента для их установки (очень рекомендуем), а для загибания выводов резисторов и других элементов также имеется приспособление, использование которого предотвращает образование задиров, «выстругиваемых» во время установки элементов. Мы также советуем приобрести держатель специально для опрокидывания плат (поставляется фирмой OK Industries), в котором элементы во время пайки фиксируются с помощью губчатого материала. После пайки лишние кусочки выводов должны обрезаться кусачками или ножницами.

Теперь приступаем к очень важному этапу: паяльная жидкость (флюс) должна быть удалена с поверхности платы. Если этого не сделать, плата через несколько лет примет ужасный вид, конечно, если вы специально не позаботитесь о ее защите.

Не забывайте основные законы: 1) удалить флюс; 2) сделать это сразу же. После установки всех элементов это будет намного сложнее; 3) используйте обычные растворители, такие, как фреон, спирт, или некоторые другие органические растворители, рекомендуемые для этих целей. Небольшая щетка поможет вам выбить прилепившиеся шарики флюса.

Изготовители коммерческих панелей очищают свои платы с помощью установки для обезжиривания паром, в которой горячий пар от ванны с кипящим растворителем конденсируется на плату (подвешенную над ванной), растворяет флюс и капает обратно в ванну. Этот метод работает хорошо главным образом потому, что благодаря процессу дистилляции, происходит непрерывное омывание платы чистым (и горячим) растворителем. Поскольку органические растворители достаточно вредны для здоровья, были проведены опыты по использованию для очистки растворителей на основе воды. В одном из таких методов применяют водорастворимые «омылители», переводящие канифоль в эмульсионное состояние, после чего ее можно смыть. В другом используют флюс, растворимый в воде (в отличие от обычного флюса, который изготовляется из нерастворимой древесной канифоли). Эти методы приятны и надежны и не требуют особого умения. Но очистку нужно проводить тщательно, иначе могут иметь место коррозийные остатки, что приведет со временем к разрушению платы. Чтобы обезопасить себя от этого, мы рекомендуем очистку орга-

ническим растворителем; только старайтесь не вдыхать его пары и беречь руки.

Очищая плату от флюса, имейте в виду, что недостаточно просто удалить остатки канифоли. Вы должны избавиться также от «ионных активаторов». Некачественная очистка может принести больше вреда, чем пользы, поскольку это способствует высвобождению активаторов из области паяных соединений и разнесению их по всей плате. Заметим также, что поступающая в продажу паяльная жидкость до некоторой степени агрессивна. Мы, как правило, пользуемся маркой RA (канифоль активированная), которая является наиболее активным флюсом, и поэтому паяные соединения получаются очень хорошими даже, если имеет место поверхностное окисление. Остатки флюса RA нужно тщательно удалять после пайки. Другой флюс – RMA (канифоль среднеактивированная) – менее активен и часто указывается при выполнении правительственных заказов и для применения там, где очистка от флюса невозможна.

12.07. Несколько дополнительных соображений по поводу плат ПС

Из-за образования окисной пленки платы с печатным монтажом со временем становится труднее паять. Поэтому монтировать их лучше сразу после изготовления. В противном случае вы должны хранить незаполненную плату в пластиковом мешочке подальше от коррозирующих испарений. Хорошие платы получаются на основе материала типа FR-4 толщиной 1,6 мм (иногда подходит «эпоксидное стекловолокно») с покрытием $\sim 0{,}05$ г/см^2 меди. Помните, что печатная схема в основном смонтирована на куске проклеенного наполнителя; плата может поглощать влагу, что приводит к появлению электрических утечек. Другой патологией материала плат ПС являются «крючки», или «усики», изменение диэлектрических констант с частотой; вызываемое последним изменение паразитной емкости может стать очень существенным при построении, например усилителя с плоской частотной характеристикой. Изготовители осциллоскопов очень хорошо знают этот причудливый эффект.

Проводники печатной схемы, через которые проходит большой ток, должны быть шире, чтобы предотвратить перегрев и падение напряжения. Как грубое руководство приводим здесь таблицу приблизительной ширины (в мм) проводников платы ПС с покрытием 0,0675 мм, при которых температура повышается на 10–30°C для различных токов. Для фольги другой толщины ширина изменяется соответственно.

	0,5 A	1,0 A	2,0 A
На 10 °C	0,1	0,2	0,5
На 30 °C	0,05	0,1	0,25
	5,0 A	10,0 A	20,0 A
На 10 °C	1,75	4,25	10,625
На 30 °C	0,75	2,0	5,0

Для проводников ПС, находящихся под высоким напряжением, следует отводить бóльшее пространство – надлежащая норма: 5 В на 0,025 мм. Следует также избегать острых углов и мест, предпочитая закругленные контуры.

Инструменты. Для начала назовем наиболее часто используемые в нашей практике инструменты и расположим их в порядке значимости:

Утконосы – Erem II d, Utica 321 – $4\frac{1}{2}$, C. K. 3772H, Xcelite 72CG

Ножницы-кусачки – Erem 90E, C. K. 3786HF

Паяльник – Weller WCTP-N, Ungar "Ungarmatic"

Припой – Ersin Multicore 22ga, сплав Sn63, флюс RA

Приспособление для установки ИМС – Solder Removal 880

Устройство для загибания выводов – Production Device PD801

Дозатор растворителя – Menda 613

Приспособление для отсасывания припоя – Edsyn Soldapullt DS017

Для более эффективного демонтажа плат ПС стоит приобрести демонтирующую установку с контролируемым вакуумом. Она хорошо себя проявляет даже на металлизированных отверстиях, заполненных припоем. При этом не разрушается тонкая фольга контактных площадок (в отличие от действия простых пружинных плунжеров). Однако на практике эти демонтирующие установки имеют тенден-

цию засоряться припоем. Изготавливают их несколько фирм, а именно, Edsyn, OK, Pace, Ungar и Weller. Очень много полезных приспособлений для сборки ПС указано в каталоге Contact East (335 Willow Street South, N. Andover, MA 01845) и в каталоге Marschall Claude Michael (9674 Telstar Avenue, El Monte, CA 91731).

12.08. Передовая техника

Карандашный эскиз схемы, вручную преобразованный сначала в монтажную схему платы ПС и затем в ленточный майларовый транспарант – традиционная техника конструирования плат ПС, которая применялась почти повсеместно в середине 70-х годов. При изготовлении простых плат этот путь пока еще определяющий и, в частности, если вы не делаете попыток устанавливать новые рекорды по плотности компонентов на плате. Имея небольшой набор шаблонов для двусторонних плат, несколько непрозрачных полосок, координатный стол с нанесенной сеткой и несколько чистых майларов, вы можете приступать к делу. И вам не нужно покупать дорогостоящее программное обеспечение САПР (и учиться им пользоваться!), затрачивать средства на графопостроитель и т. п.

Однако как только вы пожелаете конструировать высокоплотные платы и начнете размещать вплотную друг к другу 50 или 100 ИМС, для чего вам потребуется выстилать 4 или 6 слоев с нормой проектирования 10–10, хорошая жизнь для вас закончится. Даже приложив невероятные усилия и четырехкратное увеличение размера майлара, вам трудно будет достичь требуемой точности в межслойной подгонке. К тому же, вам необходим будет месячный отпуск, чтобы восстановить силы, затраченные при выполнении трассировки. Первая же изготовленная плата наверняка будет содержать ошибки, а любое изменение в ленточном майларе – сущий ад. Оно часто требует большого количества операций по установке и снятию проволочных соединений (что обычно приводит к новым ошибкам). Мы в этом не сомневаемся.

САПР/АСУП. Решением проблемы является САПР/АСУП (система автоматизированного проектирования и производства). Пакеты программного обеспечения этих систем мощны, а с появлением настольных терминалов, подключенных к главной ЭВМ, с памятью несколько мегабайт, с блестящей графикой и быстродействием десятки миллионов операций в секунду, вы можете работать и без специальных аппаратных средств. До некоторой степени популярны системы автоматизированного проектирования ПС, поставляемые фирмами Valid Logic, Mentor Graphic и Daisy System. Они недешевы, но и не становятся более дорогими. Здесь мы кратко ознакомим вас с конструированием плат с помощью САПР/АСУП.

Ввод описания схемы. Работа начинается с ввода описания вашей схемы непосредственно на графическую рабочую станцию. Вы можете чертить и редактировать схему, используя стандартные электронные символы из «библиотеки». Также, как и в текстовом редакторе, вы можете привлечь старые работы, выделить в них фрагменты, которые вам нужно воспроизвести (например, схема управления динамического ОЗУ, активный фильтр и т. п.). Используя «мышь» (или другие дистанционные манипуляторы такие как джойстик, трэкбол или графический планшет), можно перемещать фрагменты вместе с линиями соединений, которые тянутся вслед за движущимся фрагментом (не всегда успешно!). Вы присваиваете имена сигналам, нумеруете части ИС и т. д. Хорошие САПР *иерархичны*: например, вы можете сделать высший уровень, в котором основные узлы схемы указываются в виде больших блоков, каждый блок открывается для показа его субблоков и, наконец, низший (элементный) уровень описания. На любом этапе можно получить на руки копии, отпечатанные с помощью лазерного принтера. Смотрите Приложение Д, в котором приводятся некоторые дополнительные соображения.

Контроль и моделирование. По окончании ввода описания схемы вы будете иметь комплект чертежей (рис. 12.8) и *таблицу соединений*, в которой просто пе-

А

Б

Рис. 12.8. Часть сложной схемы, по которой сделана плата ПС, изображенная на рис. 12.11 *а* – выполнено вручную чернилами на чертежном столе; *б* – машинный чертеж, выполненный с использованием программ ввода описания принципиальной схемы в фирме Case Technologies.

речислены сигналы в узловых точках («нодах») с указанием всех выводов компонентов, соединенных с ними.

На этой стадии проектирования безусловно много времени тратится на наладку схемы и приведение ее в вид, согласующийся с вашими требованиями. В хороших САПР предусмотрена помощь – сигнализация при наличии грубых ошибок, например, выход соединен с землей или с другим выходом. САПР может по вашему запросу смоделировать работу цифровой схемы, но при этом вы должны обеспечить ее тестовыми «векторами», описывающими машинные состояния, и должны описать функцию каждого чипа в вашей схеме, так как они не всегда имеются в библиотеке. Поскольку для сложных чипов, таких как микропроцессор, требуется много описаний, некоторые САПР имеют гнездо, в которое можно вставить такой чип; сам чип можно потом использовать для аппаратного моделирования.

Можно также запросить САПР выдать всю обширную документацию, в которой указываются а) для каждого названного сигнала все ноды, к которым он поступает, и б) для каждого вывода любого компонента все ноды, с которыми он соединен. Хорошие системы даже могут информировать вас, если будут нарушены нормы нагрузки цифровых выходов и т. д.

Размещение и трассировка. На этом этапе вы устанавливаете компоненты и формируете разводку соединений. Одним из самых больших достоинств комплексной САПР/АСУП является то, что она автоматически выделяет таблицу соединений в соответствии с представлением вашей схемы – и, если схема правильна, то конечная плата также будет верной. Хотя с помощью некоторых САПР можно добиться почти идеального размещения компонентов, все же лучше это делать вручную. Также, как и при вводе описания схемы здесь используют мышь, джойстик или графический планшет. Сначала устанавливаются контуры платы, в пределах которых вы теперь располагаете части схемы. Поскольку в библиотеке компонентов содержится информация о контурах и выводах, вы подбираете характеристики ИМС и форму компонентов. Если вы допустили ошибки в нормах проектирования, то в хороших САПР они высвечиваются, и вы можете видеть, например, что части расположены слишком близко друг к другу и т. п.

Когда размещение закончено, переходят к формированию разводки. Обычно сначала выводят на экран дисплея так называемое «мышиное гнездо», т. е. плата изображается со всеми соединениями, показанными в виде прямых линий, соединяющих соответствующие выводы. Это выглядит как запутанное месиво. Творчески используя цвет, вы можете выборочно выделить, например, только линии соединения с питанием и с землей.

В ранних САПР трассировка была трудоемким процессом, так как осуществлялась практически вручную лишь с небольшой помощью компьютера. Выпускаемые в настоящее время САПР обеспечены программами *автоматической трассировки.* Система отыскивает пути соединения, следит за соблюдением норм проектирования, касающихся не только ширин линий и зазоров между ними, но и таких параметров, как максимальное число межслойных переходов (металлизированные сквозные отверстия, используемые не для компонентных выводов, а только для сигнальных дорожек). Лучшие машины САПР могут осуществлять маршрутизацию на 100% автоматически, хотя результат при этом не обладает той элегантностью линий, которая присуща ручному исполнению. Например, соединительную дорожку можно проложить на таком расстоянии от контактной площадки, которое вам больше нравится. Даже, если трассировка выполнена в соответствии с нормами проектирования, вы можете творчески подойти к изготовлению платы и сделать ее более удобной для монтажа и распайки, сместив положение межслойного перехода подальше от контактной площадки. Обычно, чтобы таким образом выправить машинную трассировку, требуется несколько часов (рис. 12.9).

В сложных цифровых схемах вы можете значительно упростить трассировку, придавая новое назначение вентилям или сек-

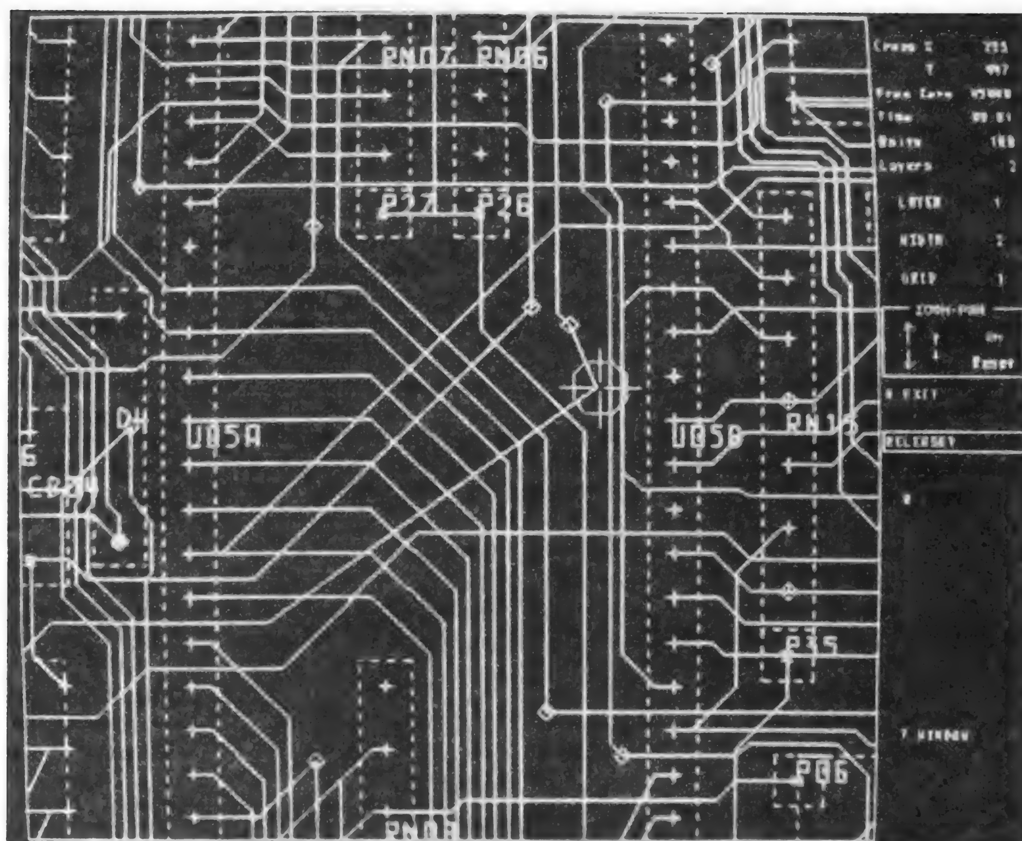


Рис. 12.9. Фотография системы проектирования платы ПС (Racal-Redac), показывающая ручную «правку» треков маршрутизации. Курсор, управляемый через иголки графического планшета, указывает схемный трек, который следует модифицировать. Дисплей цветной, изменяя цвет и интенсивность, обозначают различные слои, контуры элементов, надписи и т. п.

циям внутри чипов и даже заменяя вентили между корпусами ИМС. Например, у вас шина данных в 1 байт связана с восьмеричным регистром D. Исходное назначение битов шин и битов соответствующего регистра таково, что каждая линия должна перескакивать через соседнюю, в то время как при обращении в регистре порядка битов пересечений не должно быть. САПР делает это автоматически (библиотечная спецификация каждого чипа идентифицирует дублированные функции) и даже сообщает об изменениях в схематике («обратное аннотирование») модифицируя таблицу соединений.

Конечный этап заключается в проверке предложенной трассировки на нарушение норм проектирования, а также на точность соответствия схеме. Это важно, так как вы можете сами внести изменения в таблицу соединений в соответствии с переделанной схемой. На этой стадии все САПР выдают выполненный на бумаге чертеж маршрутизации, на котором конструкционные сочетания компонентов, проволочные соединения, обозначения и т. п., сделаны ошеломляющей гаммой цветов.

Фоточертеж и «лента сверлений». Если все прошло хорошо, то в заключение составляется описание платы на машинном языке специально для изготовителя ПС. Для этого необходимы две вещи: лента с инструкцией фотоплоттеру как

чертить точный «оригинал» (отдельно рисунок металлизированных дорожек для каждого слоя, рисунок для паяльной маски, рисунок маскирующих экранов для печатных обозначений и пояснений) и лента сверлений, в которой указывается размер каждого отверстия и его точное местоположение. Лента оригинала обычно записана в «Gerber формате». Название формата соответствует марке фотоплоттера, в котором экспонирование пленки осуществляется под неподвижным проектором, а оригиналодержатель перемещается в соответствии с командами, записанными на ленте. (В новейших фотоплоттерах используется лазерное сканирование, благодаря чему за минуту получают бо́льшее количество чертежей, чем за час работы машины Gerber.) Некоторые изготовители плат ПС просят поставлять конечные фоточертежи (рис. 12.10), в то время как другие запрашивают саму ленту для Gerber. Как это ни странно, но некоторые фирмы отказываются от лент сверлений и предпочитают собственноручную разметку отверстий, оцифровывая оригинал фотошаблона. Они при этом утверждают, что поставляемые заказчиком ленты сверлений содержат иногда такие невероятные сбои в командах, что в сверлах разрушаются режущие кромки. Ленты сверлений – это не магнитные, а *бумажные* ленты!

Производство плат. Во всем мире пользователи не сами изготовляют платы, а обращаются к фирмам, выпускающим платы ПС. Их много и они с удовольствием выполнят ваш заказ (рис. 12.11), конечно, за плату. Некоторые фирмы специализируются на изготовлении малых партий, быстро изменяющихся прототипов, а другие могут делать только производственные количества. Ваша первая задача выяснить, какие фирмы выпускают высококачественные изделия. Это не так-то легко, как кажется. Телефонные переговоры здесь не помогут, так как можно знать как изготовить хорошую плату и при этом сделать плохую. Предлагаем вам некоторые приемы, которые можно испробовать. (а) Рассмотрите маркировку на хороших платах, имеющихся у вас в наличии (например, такие платы можно найти в устройствах или в компьютерах ведущих фирм, которые подобно вам, обычно приобретают платы для себя у внешних изготовителей) – компании такие, как IBM и Apple весьма осторожны в выборе поставщика плат. (б) Опросите знакомых – кто обычно делает для них платы? (в) Поезжайте, нанесите визит в фирму, изготовляющую платы. Будучи там, обратите внимание на работников, на их уровень опрятности, нравственности, природной интеллигентности, тщательности исполнения и гордости мастера. Попросите посмотреть несколько плат. (г) И наконец, если вы знаете кого-нибудь из работающих в отделе испытаний еще не закрытых плат, уговорите его подсказать вам, кто делает хорошие платы. Работающие там – неплохие ребята и реально знают все, что вам нужно, но совсем необязательно, что они будут разговаривать с вами!

Далее, вы должны договориться о цене и сроках. Будьте готовы ответить на следующие вопросы, которые каждая фирма, изготовляющая платы, поставит перед вами:

1. Размеры платы?
2. Число слоев (сторон)?
3. Нормы проектирования (минимальные ширина проводящих дорожек и зазор между ними)?
4. Каковы печатные разъемы с позолоченными ламелями?
5. Какие форму и внешний вид платы вы предпочитаете?
6. Паяльная маска? Жидкая или сухая? Закрывать межслойные переходы или нет?
7. Толщина платы и медной металлизации?
8. Число отверстий?
9. Размеры отверстий?
10. Маскирующие экраны для 2-х сторон, 1-й стороны или без них?
11. Какие нестандартные операции, например, «сухая маска по открытой меди»?

В соответствии с договоренностью, вы должны предоставить фирме следующее: 1) шаблоны рисунков в рабочем масштабе с фотопозитивным слоем (т. е. непрозрачное = медь);

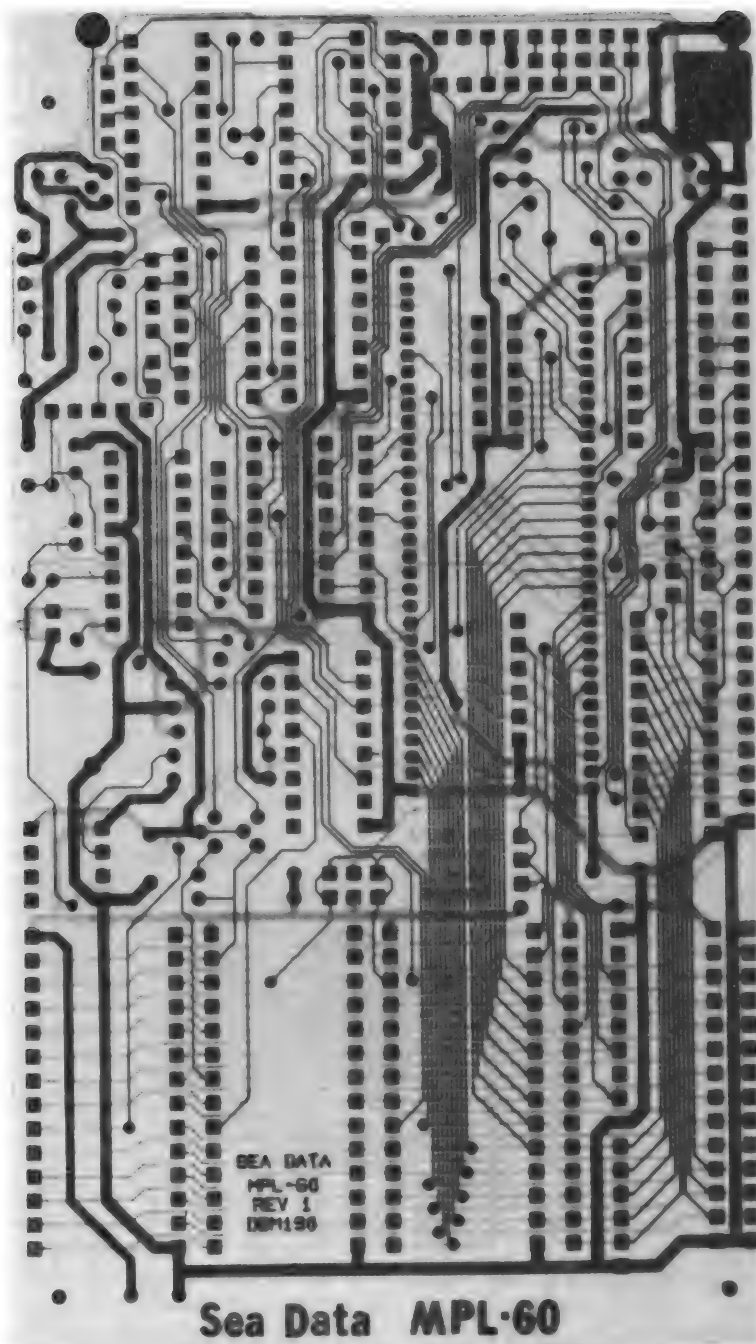


Рис. 12.10. Фоточертеж для двусторонней платы, изображенной на рис. 12.11. Фотография сделана, как это принято, с компонентной стороны, но чертеж нижнего слоя также виден.

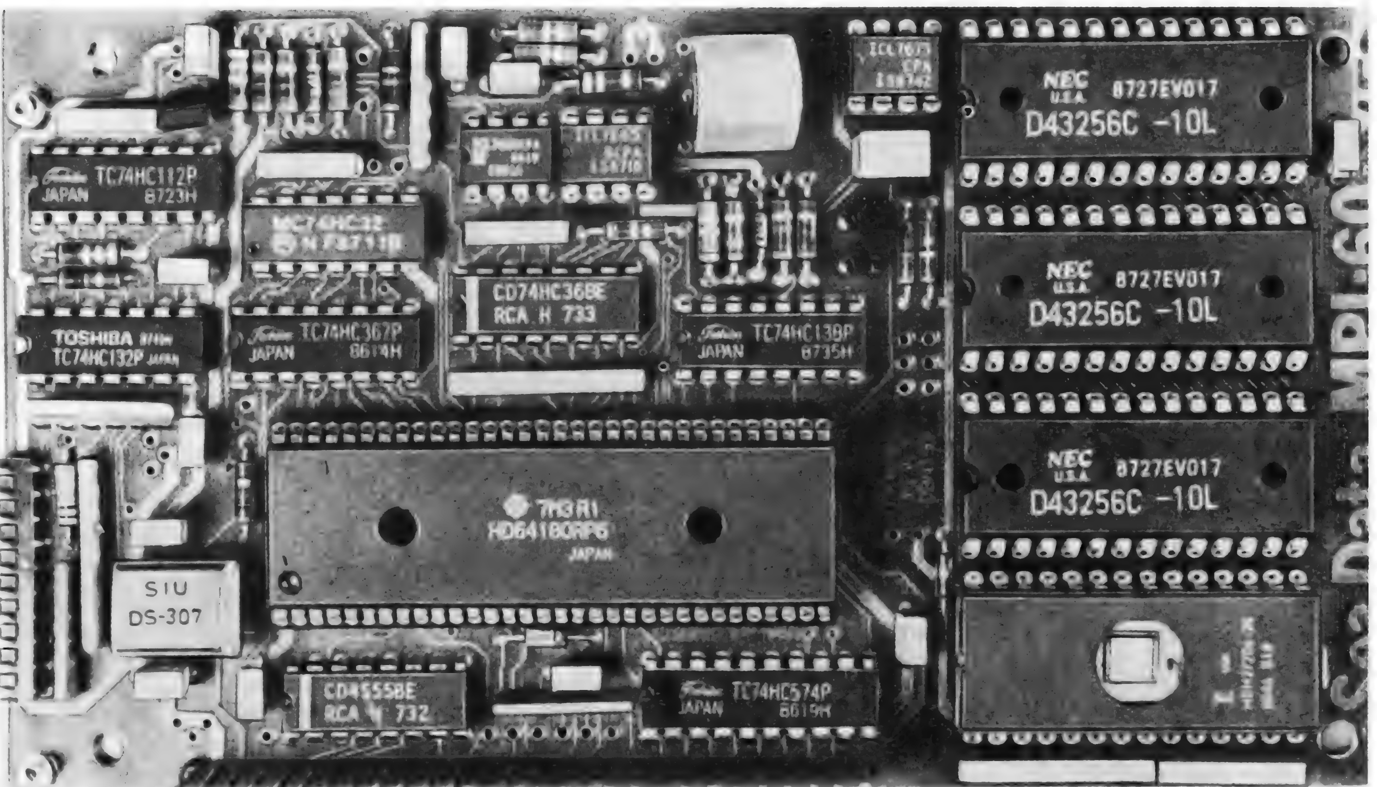


Рис. 12.11. Законченная двусторонняя плата микропроцессора. При проектировании следовали норме 12-12. Более высокую плотность элементов можно достичь, только ужесточая норму проектирования или, лучше, увеличивая число слоев.

2) рисунок (ки) паяльной маски;
3) рисунок (ки) маскирующих экранов;
4) чертеж сверления (рисунок отверстий, кодированных по размерам);
5) механический чертеж (точный контур, подогнанный под специальные отверстия);
6) лента сверлений (бумажная лента; часто необязательно);
7) дополнительные спецификации и замечания.

Последний пункт важен. Вы должны точно указать минимальную ширину дорожек (перетравленные платы имеют очень тонкие дорожки), минимальный зазор между проводниками (недотравленные платы), минимальное кольцеобразование (вызываемое плохой подгонкой отверстий или слоев), допуски на конечные размеры отверстий, минимальную толщину покрытия из меди (или припоя), максимальное число разрешенных исправлений на плате и т. д. В индустрии плат обычно придерживаются некоторых типичных величин (например, стандарты IPC-600), но лучше иметь их четко сформулированными на случай, если вы получите неудовлетворяющую вас плату. Кроме того, плата может иметь нестандартные требования. Например, если используются необычайно малые контактные площадки под межслойные переходы, то указываемые для них допуски на кольцеобразование желательно делать более жесткими, чем обычно.

Испытания. Для любой вновь проектируемой платы ПС всегда сначала делают несколько прототипов. Их устанавливают в гнезда и проверяют выходные параметры схемы. Можно ожидать дефекты нескольких сортов, а именно: а) ваша схема имеет ошибки проектирования; б) схема была верной, но вы допустили ошибку при вводе описания (которую вы должны были заметить раньше); в) имеют место ошибки в размещении проводящих дорожек, допущенные в процессе трассировки (они также должны быть замеченными ранее); г) дефекты в плате, обычно, короткое замыкание или обрывы, вызванные порчей, плохой подгонкой или другими причинами во время изготовления (см. ниже); и, наконец, д) имеются некоторые плохие компоненты или паяные соединения.

При необходимости устранить дефекты допускается вносить некоторые изменения в схему. Обычная процедура при этом сводится к разрезанию маленьким ножиком существующей фольговой дорожки и впаиванию проволоки, чтобы сделать новое соединение. Однако в многослойных платах с закрытым сигнальным слоем эта процедура практически неосуществима. Тогда вы можете изменить конечный пункт соединительной дорожки – выводы ИМС или компонентов. Хороший прием для этого – расположить одно над другим два гнезда ИС и удалить штырек из верхнего.

Во время испытаний отмечайте на вашем чертеже все изменения в электрической схеме для последующего учета их при вводе описания (или при черчении схемы от руки). Повторное испытание на САПР проходит уже легко и быстро; но нужно быть очень внимательным, поскольку вы, вероятно, перейдете непосредственно к рабочему прогону и любые неисправленные ошибки должны быть зафиксированы на каждом блоке. При необходимости можно использовать ту же процедуру разрезания и изготовления навесных перемычек, как и выше. При этом надо побеспокоиться о защите проволочного соединения (по-видимому, хороший эффект обеспечит пистолет с горячим воском). Эти дополнительные проволочные включения иногда называют «тараканьими проводниками»; официальный термин – ECO (Engineering Change Order).

Для возникновения дефектов при производстве плат имеется много причин (см. прекрасный справочник Coombs, в котором они представлены со всеми подробностями). В платах с высокой плотностью компонентов (рис. 12.12) даже незначительное повреждение может кое-где привести к короткому замыканию или к обрыву в схеме. А металлизированные насквозь отверстия сами по себе содержат все виды дефектов, которые могут привести к обрывам в схеме. Аксиома в электронике – издержки на ремонт брака умножаются с каждым этапом производства. Так,

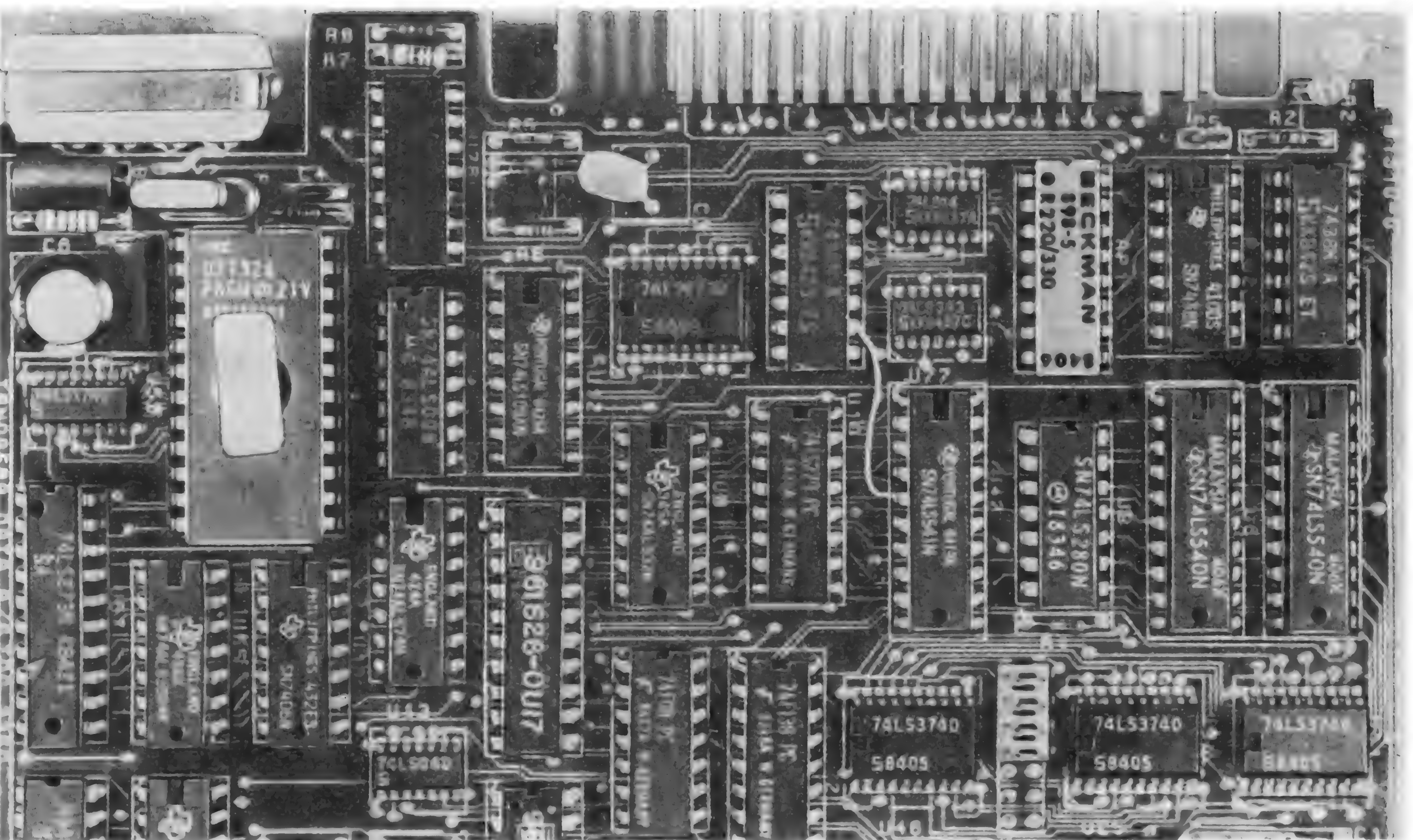


Рис. 12.12. Часть 4-слойной платы, выполненной в соответствии с нормой проектирования 10-10. Устройства с поверхностным монтажем. Расстояние между контактными площадками – 1,25 мм, что позволяет сделать плотность элементов высокой. Видны также компоненты со сквозь-платным монтажем. В разъеме расстояние между центрами контактов равно 2,5 мм.

плохое соединение легко устраняется в цеху на стадии изготовления. В процессе отладки его исправление требует много времени, а если плата уже пущена в работу, то ремонт ее сопровождается значительными расходами. Лучше всего платы проверять в незакрытом виде на фирме, изготовляющей их. Там они это делают с помощью изящного маленького устройства, имеющего набор штырьков, соответствующих контактным площадкам (набор этот составляется по вашей ленте сверлений). Как это ни кажется странным, но никто не проверяет незакрытые платы на соответствие с *таблицей соединений*. Вместо этого просто проверяют пачку плат и считают, что если они одинаковы, то и исправны. Хотя внимательный читатель и найдет здесь нарушение логики, но уверяем вас, что такой путь вполне себя оправдывает.

Монтаж накруткой с помощью САПР. Таблица соединений, составляемая в конце ввода описания схемы, содержит в себе все необходимое для создания схемы. Многие САПР предлагают выходные форматы, совместимые с устройством автоматического проведения монтажа накруткой. Вы начинаете с выбора местоположений компонентов на стандартной плате под монтаж накруткой (см. каталог образцов Augat), после чего САПР составляет специальную форму таблицы соединений, называемую "From-To"-список. В каждом входном сообщении содержатся координаты двух выводов, соединяемых проводами, и уровень накрутки (высота над платой) в законченном виде. По вашим лентам платы с машинной накруткой изготавливают такие фирмы, как DataCon и др. Обычно это занимает несколько недель и стоит около 6 центов за одно проволочное соединение плюс стоимость самой платы под монтаж накруткой (около 2 долл. за каждую позицию ИС). Как и в платах печатного монтажа, в платах под мочтаж накруткой могут иметь место дефекты. По нашему опыту почти в каждой плате обнаруживается один или два случая, обычно в виде оборванного провода, который отлично просматривается со стороны.

Серьезные проблемы возникают с прототипом плат с монтажом накруткой. Если ваша цель - изготовить плату ПС, то вы в конечном счете обязательно сделаете на ней трассировку. Так почему бы не использовать их в качестве прототипов для плат с монтажом накруткой. К тому же платы с накруткой ведут себя в работе не так, как платы ПС, вследствие индуктивности выводов, различий в длине соединения с земляным выводом и индуктивности земляного слоя. Это сильнее проявляется в быстродействующих логических схемах, таких, как 74F, 74AS или 74AC(T), или в матрицах элементов памяти с широкими сигнальными шинами. Обычно хорошие многослойные платы ПС имеют гораздо лучшие показатели, чем сравнимые с ними платы с монтажом накруткой. Поэтому для вас предпочтительнее создавать прототип с помощью платы ПС.

Конечно, если вы заказываете небольшое количество плат, то можно уклониться от одноразовых расходов на изготовление платы ПС и сразу строить платы с накруткой как конечный продукт. В этом случае рациональнее выбрать платы с машинной накруткой. Однако, не упустите из виду и одну из следующих альтернатив.

Многопроводный монтаж с помощью САПР. Многопроводный монтаж - продукт фирмы Kollmorgen Corporation, которая изготавливает искусные гибридные схемы на платах ПС с заказной маршрутизацией. Базовые платы имеют контактные площадки (как стандартные, так и заказные), которые служат для фиксации ваших ИМС и подводки питания и земли. Сигнальные межсоединения делаются, однако, не из дорожек печатного монтажа, а из тонких изолированных проводов (34 или 38), которые машинным способом укладываются в липкий слой на плате. Концы проводов присоединяются к контактным площадкам ИС в процессе металлизации отверстий.

Многопроводный монтаж обладает хорошими сигнальными характеристиками благодаря полноте плоскости заземления и тому, что такой монтаж позволяет от-

Рис. 12.13. При таком уровне проектирования чипов системы САПР/АСУП – не роскошь, а необходимость. (С любезного разрешения Performance Semiconductor Corporation, Sunnyvale, California.)

носительно безболезненно вносить изменения при последующих рабочих прогонах. Поскольку для проводов (изолированных) нет запрета на пересечение друг друга, можно достичь очень высокой степени интеграции, сравнимой с 10-ти слойными платами печатных схем. Kollmorgen утверждает, что многопроводный монтаж является таким образом более дешевым решением, чем заказные многослойные платы ПС, особенно при немногочисленных рабочих прогонах и если ваши схемы только разрабатываются.

САПР для ИС специального назначения (ИС СН). Мы заканчиваем повествование о САПР и полагаем, что теперь у вас и в мыслях не появится конструировать заказные или полузаказные (матрицы вентилей) ИС вручную (рис. 12.13). Они входят в общий класс «интегральных схем специального назначения» (ASIC – Application-Specific IC). И снова САПР приходят на помощь. Благодаря программному обеспечению ввода описания и моделирования, вы можете до некоторой степени быть уверенными, что ваши чипы будут работающими. ASIC особенно целесообразно использовать в контексте реальных рабочих прогонов и мы полагаем, что эта ситуация со временем будет только улучшаться. Ко времени следующего переиздания этой книги станет общераспространенным конструировать заказные ASIC. Ваша местная кремниевая мастерская быстро обеспечит вас специальными ИС, предназначенными для именно такого сорта схем, для которых вы в данное время конструируете плату ПС, заполняемую стандартными ИМС.

КОНСТРУИРОВАНИЕ ПРИБОРОВ

12.09. Установка схемных плат в приборы

Схемные платы (будь то печатная схема, панель с монтажом накруткой или же электромонтажная карта) должны поме-

щаться в соответствующий корпус и соединяться с источником питания, панелью управления, с разъемом или с другими электрическими схемами. В этом разделе рассматриваются некоторые распространенные способы компоновки приборов, обеспечивающих хорошую установку схем и их доступность для проверки и ремонта. Начнем со способа крепления самой схемной карты, а затем обсудим устройство корпусов, организацию управления на лицевой и задней панелях, монтаж источника питания и т. п.

Установка печатной платы. В простом приборе может быть только одна схемная плата: либо печатная, либо с монтажом накруткой, либо же просто макетная плата. В этом случае по углам ее просверливаются отверстия и плата крепится винтами (с упорными втулками) на плоской поверхности компонентной стороной вверх. Соединения могут осуществляться через гнездо печатного разъема (если сама плата имеет ламели с покрытием) с помощью плоского кабеля с разъемом на конце, соответствующим вставке на плате, или с помощью отдельных паяных соединений с развальцованными лепестками. При любом типе разъема плата достаточно прочно будет удерживать этот разъем, и внешние крепления для него, как правило, не нужны. Независимо от способа соединения следует предусматривать такую организацию проводки, при которой плату можно было бы приподнять и наклонить так, чтобы стала доступной для переделок и ремонта ее нижняя сторона.

Если в системе несколько схемных плат, то лучше всего вставить их в какого-либо рода блок-каркасы для ПС в виде жестких комплектов с направляющими для каждой платы, по которым они вставляются и выравниваются по тыльной стороне так, что обеспечивается попадание печатных разъемов в гнезда. Ширина, пространственное расположение, количество плат, которые можно вместить в блок-каркас,– в этом нет никаких особых ограничений. Больше всего подходят платы шириной 112,5 мм, имеющие 44-штырьковый двусторонний (22 штырька на каждой стороне) печатный разъем с шагом печатных ламелей, равным 3,9 мм. Имеется множество других форматов, часто с более плотным расположением штырьков (шаг 2,5 мм), с большим числом разъемов на одной плате или с более надежным разъемом, состоящим из двух сопрягающихся частей, одна из которых припаивается к плате как компонент. Из последних широко распространены так называемые VME-разъемы с 64 или 96 штырьками. Промежутки между платами можно сделать равными 12,5 мм, если необходимо, но расстояние в 15 мм удобнее. Если пространственный фактор для промежутка между платами не играет особой роли, то расстояние в 18,75 мм предоставляет тот запас, который нужен для схем с соединениями накруткой или с громоздкими компонентами. Лучше просмотреть несколько каталогов и подобрать каркас из имеющихся в наличии. Вы можете приобрести варианты с пластиковыми направляющими для плат или просто сделать в металлических стенках углубления для их выравнивания. Имеются также различные ручки, монтируемые непосредственно на платах ПС, с помощью которых платы вынимаются из каркаса.

Выпускаются и обоймы для печатных плат, по бокам которых установлены просто сплошные стенки (параллельно платам); в этих конструкциях процедура замены плат достаточно хорошо отработана. Можно использовать и сменные кожухи, включающие в себя блок-каркас целиком, в которых предусмотрено место для установки источников питания, панелей управления и т. д.

Предостережение: приборы, в которых единая схема спроектирована на нескольких вставленных платах, имеют прекрасную модульность и удобны для ремонта. Но этот способ конструирования может вызвать трудности в схемах с низким уровнем сигналов (меньше милливольта) и в схемах с высокочастотными сигналами (выше нескольких мегагерц). В этих случаях основная проблема заключается в невозможности обеспечить удовлетворительную стабильность и низкую индуктивность заземляющих систем, подклю-

чаемых к комплекту плат через разъемы на их концах. Особо опасно сочетание низкоуровневых аналоговых цепей с цифровыми сигналами переключения. Эта проблема усугубляется из-за задней панели с ручной проводкой, в которой распределение земли зависит от нескольких проводов, пролегающих между разъемами. Типичные симптомы – низкоуровневая (60 или 120 Гц) наводка, смешение (“fuzz”) при уровне в доли милливольта, взаимодействие радиочастотных сигналов между контурами, которые должны быть изолированными. Если в плате земляной слой открыт и она вставляется в металлический блок-каркас, то симптомы часто изменяются в зависимости от силы, с которой вы давите на плату при ее вставлении, так как появляются неконтролируемые контакты с землей.

Мы сталкивались с такими проблемами не один раз и предлагаем некоторые советы. Первое – лучше полностью избегать связанных между собой небольших плат и строить все критические схемы на одной большой плате с общим земляным слоем. В этих платах для соединений между отдельными частями схемы следует использовать коаксиальные линии или кабель в виде витой пары проводов. Второе – если вы должны использовать соединенные между собой платы, то более хорошее распределение земли можно получить, если взять материнскую плату ПС, в которой земляные шины более широкие, чем на задней панели с ручной проводкой. В радиочастотных системах можно встретить металлические столбики на пружинах, располагаемые вдоль направляющих, по которым движется карта. Эти столбики обеспечивают непрерывное и стабильное соединение с землей. Третье – использование коаксиальной линии или витой пары в сочетании с дифференциальными входами (или «псевдодифференциальными» входами с заземленным экраном, см. рис. 7.70) часто является лучшим способом управлять микровольтными сигналами, которые иначе реагируют на паразитный контур с замыканием через землю и на помеху. И наконец, за исключением «псевдодифференциального» варианта, мы предлагаем делать как можно больше дополнительных соединений с землей (множественные соединения с шасси, сдвоенный соединитель штырьков и проводов и т. п.), чтобы уменьшить индуктивность, из-за которой могут возникнуть токи утечки на землю. Не тревожьтесь о паразитных контурах с замыканием на землю в цифровых и ВЧ-схемах; они выпускаются как микровольтные аудио-схемы. Отсылаем вас в разд. 7.24, где изложены дополнительные сведения о заземлении.

Монтаж задней панели блок-каркаса. Гнезда «печатных» разъемов бывают либо с лепестками под пайку, либо со штырьками для монтажа накруткой, либо же с небольшими штырьками для установки на плату ПС. Во многих случаях разводку межплатных соединений лучше делать пайкой от точки к точке, используя лепестки разъемов. Чтобы работа была качественной, нужно объединить провода в несколько жгутов, прокладываемых по прямой вдоль блок-каркаса. Иногда предпочтение отдают соединениям накруткой, особенно если между штырьками разъемов на задней панели требуется много соединений, а количество проводов, идущих к другим точкам прибора, сравнительно мало́ и нет необходимости использовать при монтаже экранированные кабели.

Третьей возможностью является использование в качестве задней панели материнской платы – печатной платы, на которой монтируются гнезда печатных разъемов. Материнские платы широко применяются в системах с передачей сигналов по шинам (почти всегда в компьютерах); и в любом случае нельзя забывать о возможности их использования, если прибор предназначен для серийного производства. Двусторонние материнские платы обладают тем преимуществом, что дают возможность иметь земляную плоскость (пониженная индуктивность и связь сигнальных шин) или использовать обе стороны как сигнальные, если межплатный монтаж достаточно сложен. В «шинных» системах монтаж между платами обычно упрощается благодаря наличию

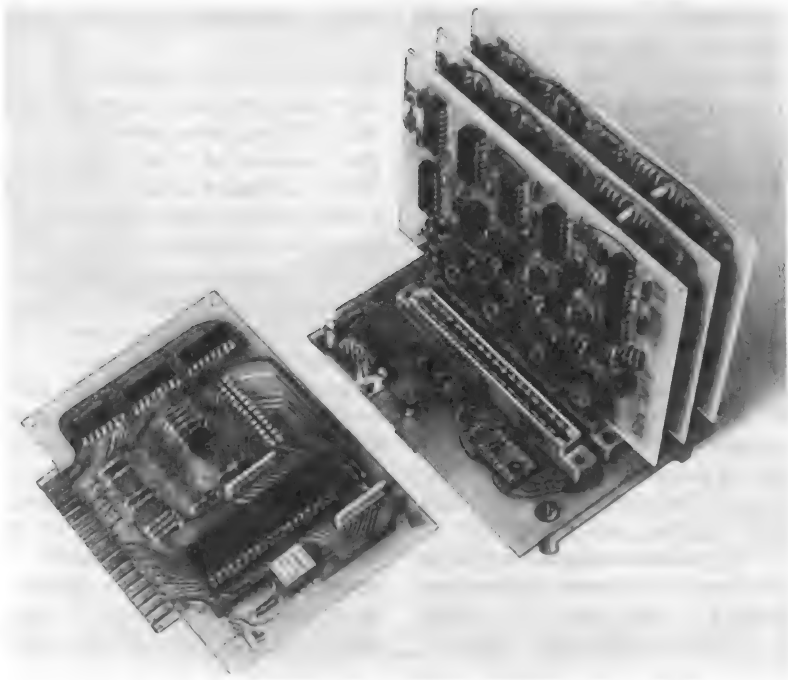


Рис. 12.14. Использование материнской платы позволяет удобно осуществлять межплатные соединения. Значительно уменьшается объем ручной работы и вероятность ошибок при монтаже, при этом обеспечивается высокое качество исполнения. В больших схемах материнская плата и ее разъемы должны, очевидно, жестко монтироваться сзади блок-каркаса для плат.

сквозных соединений между соответствующими «шинными» выводами на всех платах. Задние панели в компьютерах иногда выполняются в виде материнских плат со сквозными выступающими штырьками для соединений накруткой. Это очень удобно, особенно если вам нужна материнская плата, чтобы по ней провести все шины и подводку питания, а нешинные штырьки оставить свободными для монтажа требуемой схемы накруткой. На рис. 12.14 изображена фотография простой материнской печатной платы.

12.10. Оформление

В зависимости от назначения электронная аппаратура размещается в настольных корпусах (комплектуемых с резиновыми опорами и имеющих откидную лицевую панель на петлях) и в корпусах или панелях, вставляющихся в стандартную «релейную стойку» шириной 475 мм (блоки либо привинчиваются непосредственно к боковым стенкам стойки, идущим вертикально от пола, либо монтируются на шарикоподшипниках, скользящих по полозьям стойки для облегчения доступа). Модули приборов конструируются так, чтобы они могли вставляться в более крупные монтажные единицы – «бункер», «обойму» или «крейт» (в последнем случае подключение к источнику питания обычно осуществляется сзади через стандартный разъем). Возможны и другие виды корпусов приборов, например, такие, как передвижные (в том числе по вертикали) подставки – лафеты.

Как при настольном оформлении, так и при использовании напольных стоек имеется возможность разнообразить формы корпусов. Наиболее распространены корпуса шириной 425 мм различной высоты (всегда кратной 43,75 мм) и глубины. При этом можно подобрать наиболее удобные размеры фланцев и полозьев

монтажных стоек (в стойках шириной 475 мм расстояние между фланцами составляет примерно 437,5 мм). Таким образом, путем небольших изменений в механической конструкции прибора вы можете переделать корпус из монтируемого на стойках в настольный вариант или наоборот. Следует отметить, что для некоторых корпусов при переделке требуется удалять внешний кожух, для других можно оставить его без изменений.

Что касается модульных приборов, то NIM-бункеры распространены в ядерной и атомной измерительной аппаратуре, а крейт КАМАС используется для компьютерных интерфейсов. Несколько фирм ограничиваются выпуском модулей и бункеров, например Tektronix – серий TM500, Vector – серией пустых модулей EFP. В каждом типе оформления имеются пустые шасси в комплекте с задними разъемами, согласующимися с розетками источника постоянного тока материнского бункера.

12.11. Замечания по конструкции

Чем пытаться перечислять многообразные выпускаемые корпуса по названиям или стилям, нам проще сделать некоторые замечания о конструкции приборов. Эти замечания вместе с рисунками этой главы помогут вам выбрать корпуса для электронной аппаратуры и заполнить их схемами наилучшим образом.

Обычно на переднюю панель выводятся индикаторы, измерительные и показывающие приборы, кнопки и т. п., а также ручки управления и часто используемые разъемы. Приспособления и разъемы, к которым не требуется частый доступ, обычно выносятся на заднюю стенку, как и большие разъемы, соединительные провода, предохранители и т. п. (рис. 12.15).

Традиционным является придавать профессиональный вид фронтальной панели путем трафаретного экранирования надписей под окраску или анодирование

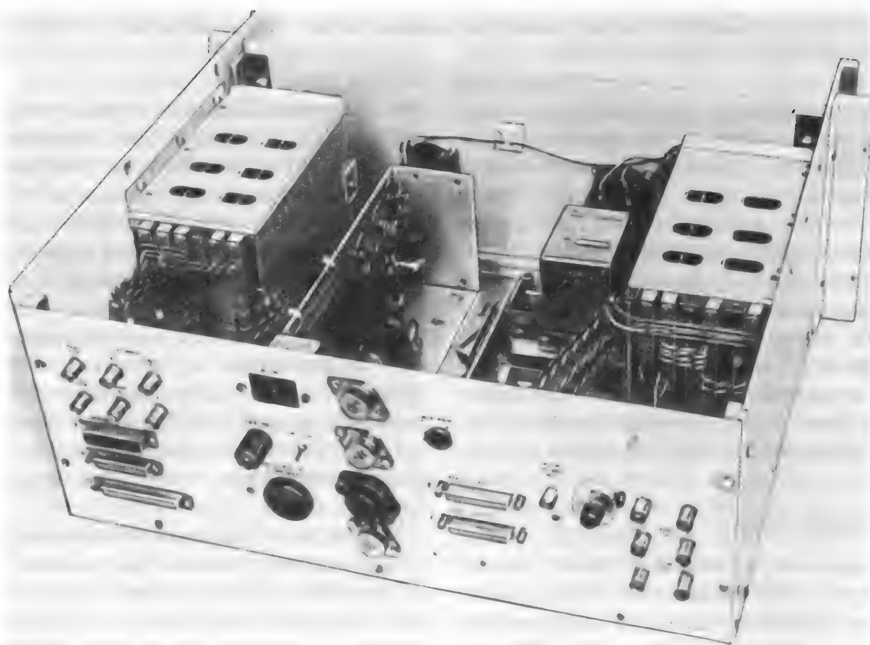


Рис. 12.15. В этом приборе задняя панель служит теплоотводом для мощных транзисторов. На ней крепятся ручки управления, которыми редко пользуются, и разъемы. Чтобы обеспечить доступ к девяти схемным платам, размещенным в блок-каркасе, передняя панель сделана съемной.

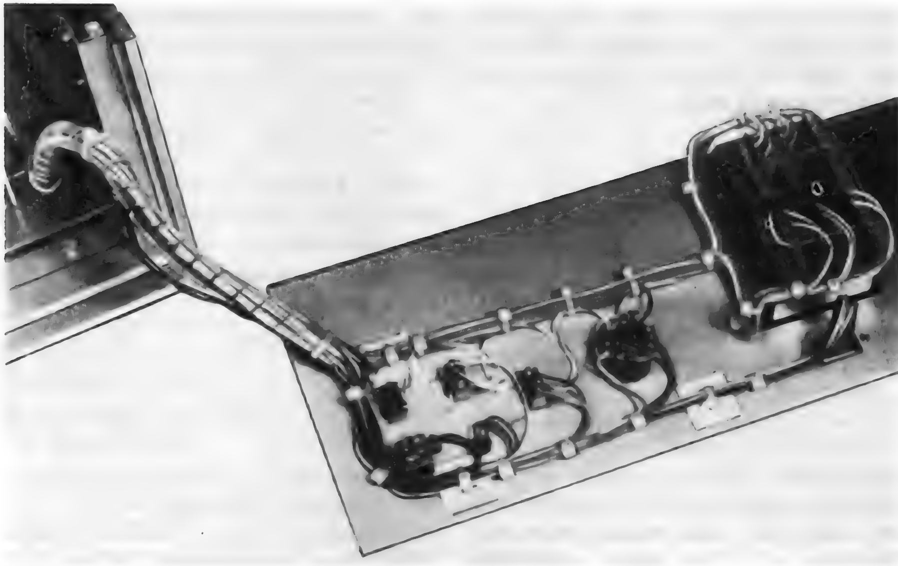


Рис. 12.16. Один из способов обеспечения удобного доступа к монтажу панели управления. Все провода выносятся на один конец так, чтобы панель могла откидываться на петлях или отделяться от прибора. Здесь панель с салазками вставляется по направляющим прибора. Отметим использование кабельных жгутов и самосцепляющихся держателей, благодаря которым проводка выглядит опрятной.

алюминием поверхности. Результат смотрится неплохо, но тенденция к корродированию при частом грубом обращении остается (хотя прозрачное защитное покрытие значительно улучшит ситуацию). Если вы посмотрите на последние приборы Fluke, Tektronix или Hewlett-Packard, вы увидите новый вариант – панель с приклеенной пленкой Lexan, обладающей приятным внешним видом и невероятной прочностью. Надписи делаются методом трафаретного экранирования на обратной стороне матово-текстурированной пленки Lexan толщиной 0,25 мм, на которую затем наносится клей, обеспечивающий прочное сцепление. Можно применить тиснение или рисование несколькими цветами, а также использовать специальные цветные пластиковые окошки или вырезы. Есть много мест, где вы можете заказать панели кожухов с прессованными оттисками: вы должны для этого предоставить точный шаблон оригинала (обычно позитив или негатив рабочего размера). Оригинал можно изготовить с помощью сухого переноса при натирании тиснения или, еще лучше, используя некоторые настольные издательские пакеты программ и лазерный принтер.

По-видимому, наиболее важно при размещении прибора помнить о необходимости обеспечения хорошего доступа к схемным платам и ручкам управления. Добивайтесь, чтобы вставлять компоненты в прибор можно было без больших усилий. Это значит, что нужно очень хорошо развести кабельные соединения, чтобы модульные блоки извлекались без применения паяльника. Кроме того, нужна точная планировка, чтобы можно было в процессе работы прибора проверять схемные платы. Например, если в блок-каркасе платы смонтированы вертикально, то для того, чтобы добраться до платы, надо снять крышку корпуса, а затем вставить переходник для работы с выдвинутой платой. Только тогда схема будет доступна. Если платы смонтированы горизонтально, то можно обеспечить доступ, сделав переднюю панель съемной или откидной. Вообще, следует сопротивляться соблазну укладывать схемы слоя-

ми, когда одна схема полностью закрыта другой. На рис. 12.16 показан образец удобной съемной передней панели, связанной с корпусом кабелем.

12.12. Охлаждение

Приборы, потребляющие более нескольких ватт, обычно нуждаются в принудительном воздушном охлаждении. По приближенным подсчетам небольшие приборы, выделяющие более 10 Вт, или более крупные узлы, расходующие более чем 25 Вт, работают, вероятно, лучше, если их обдувать вентилятором. Важно помнить, что в корпусе, заполненном схемами, будет прекрасный температурный режим, если корпус установлен на стенде, а его крышка снята. Но если схема помещена в стойке вместе с тепловыделяющими приборами (когда окружающая температура может достигать 50 °С) и закрыта крышкой, то она будет сильно перегреваться. Это приводит не только к быстрому разрушению компонентов, сколько главным образом к неудовлетворительной работе.

Для приборов, работающих при умеренно низких мощностях, например, показанных выше на рисунках, часто бывает достаточно простого охлаждения конвекцией. В этих случаях вы должны просверлить в основании верхней крышки отверстия, учитывая расположение основных сильно нагревающихся деталей (мощных резисторов и транзисторов). Возможно, что лучше устанавливать мощные компоненты на задней панели, используя радиаторы с вертикальными ребрами (разд. 6.04). Схемные платы будут лучше вентилироваться, если их устанавливать вертикально, хотя рассеяние тепла в схемах чаще всего незначительное. Если конвективного охлаждения недостаточно, то следует воспользоваться вентилятором.

Обычный вытяжной вентилятор со скоростью потока в открытом пространстве 3 куб. м/мин будет вполне удовлетворительно охлаждать приборы, потребляющие 100 Вт и больше. Здесь мы проводим соответствующую формулу:

$$\text{Возрастание температуры воздуха, °С} = \frac{1{,}6 \times P\ (\text{Вт})}{\text{Поток воздуха (куб. м/мин)}}$$

Если вас удовлетворит небольшой воздушный поток, то у большинства изготовителей имеются бесшумно работающие вытяжные вентиляторы. В табл. 12.2 приведены некоторые их типы и параметры. У этих вентиляторов поток воздуха сильно уменьшается, если при работе на нем появляется обратный перепад давления. На рис. 12.17 это показано графически.

Кроме традиционных вентиляторов, работающих от сети переменного тока, все изготовители теперь выпускают и бесщеточные вентиляторы, рассчитанные на постоянное напряжение. Работа вентиляторов от низкого постоянного напряжения (обычно 12 или 24 В) делает их удобными для электронного управления скоростью вращения в зависимости от рабочей температуры внутри прибора. Вы можете либо осуществить считывание температуры и собственную обратную связь управления скоростью (возможно использование внеплатного модуля типа регуляторов "SmartFan", изготовляемых фирмой Control Resources) или приобрести вентилятор с встроенным терморегулятором скорости (например серии "Therma-Pro-V" Rotron). Другой путь, который

Таблица 12.2. Вытяжные вентиляторы

Изготовитель	Стандартный 117,5 мм в сечении, 315–360 куб. м/мин	Бесшумный, 117,5 мм в сечении, 210 куб. м/мин	Особо тихий, 117,5 мм в сечении, 150 куб. м/мин	Мини-вентилятор, 78 мм в сечении, 105 куб. м/мин
Rotron	MU2A1	WR2H1	WR2A1	SU2A1
IMC	4715FS-12T-B50	4715FS-12T-B20	4715FS-12T-B00	3115FS-12T-B30
Pamotor	4600X	–	4800X	8500D
Torin	A30108	A30390	A30769	A30473

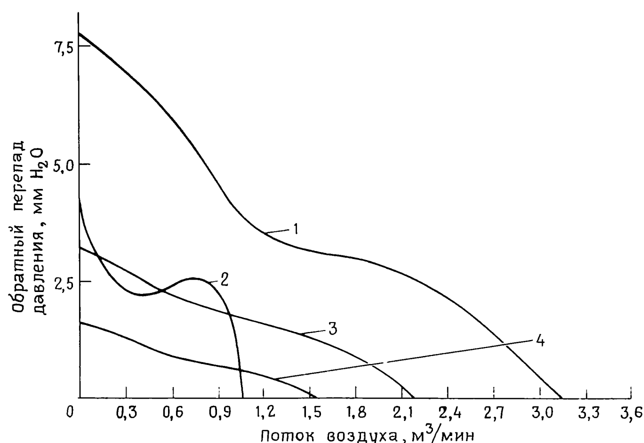


Рис. 12.17. Поток воздуха в зависимости от обратного перепада давления для вытяжных вентиляторов, перечисленных в табл. 12.2. *1* – стандартный, сечение 112,5 мм; *2* – минивентилятор сечением 75 мм; *3* – бесшумный, сечение 112,5 мм; *4* – особо тихий сечением 112,5 мм.

хорошо себя зарекомендовал, это использование вентиляторов с изменяющейся скоростью вращения лопастей, так как чаще бывают такие условия, когда шум вентилятора может быть гораздо меньше, чем в наихудших условиях (максимальные обороты), которые возникают только при максимальной для прибора температуре окружающей среды.

При размещении приборов, требующих принудительного воздушного охлаждения, попытайтесь так расположить компоненты, чтобы воздух поступал в корпус с одного края, обтекал компоненты и выходил из противоположного края. Например, в приборах с горизонтальным расположением шасси вы должны просверлить несколько впускных отверстий в нижней части панели, а также на внутренних шасси вблизи лицевой панели и установить вытяжной вентилятор в верхней части задней панели. Таким образом воздушный поток принудительно будет проходить через все детали прибора. Не забывайте, что схемная плата является преградой для воздушного потока,– при планировке прибора следует это учитывать. Если сопротивление потоку значительное (высокое обратное давление), то центрифужный обдув будет работать лучше, чем пропеллерный. Лопасти пропеллерного вентилятора, если обратное давление превышает 7,5 мм вод. ст., переходят в состояние «срыв потока», делая тем самым вентилятор полностью неэффективным.

В общем при любом охлаждении главным при конструировании является охрана прибора; разрушаемость электронных приборов резко возрастает, если оборудование работает с перегревом. На рис. 12.18 изображен прибор, хорошо сконструированный с точки зрения охлаждения и доступа к элементам.

12.13. Полезные советы

Ненадежные компоненты. В любой электронной системе наиболее ненадежными компонентами являются следующие (хуже всего первые): 1) разъемы и кабели; 2) переключатели; 3) потенциометры и триммеры. Не забывайте об этом и не давайте вашим идеям разрастаться так, чтобы их воплощение стало слишком сложным делом.

Радиочастотные линейные фильтры. Как мы упоминали выше, на входах питания от сети переменного тока очень полезно ставить высокочастотные фильтры. Они изготовляются рядом фирм, среди которых можно отметить Corcom, Cornell-Dubilier, а также Sprague. Фильтры выпускаются в виде простых модулей, имеющих клеммы с ламелями для пайки, или же включаются в общий блок с вилкой для включения в сеть переменного тока, соединяемый со стандартным кордовым шнуром IEC. Такие фильтры обеспечивают превосходную фильтрацию напряжения питания от ВЧ-сигналов (а также

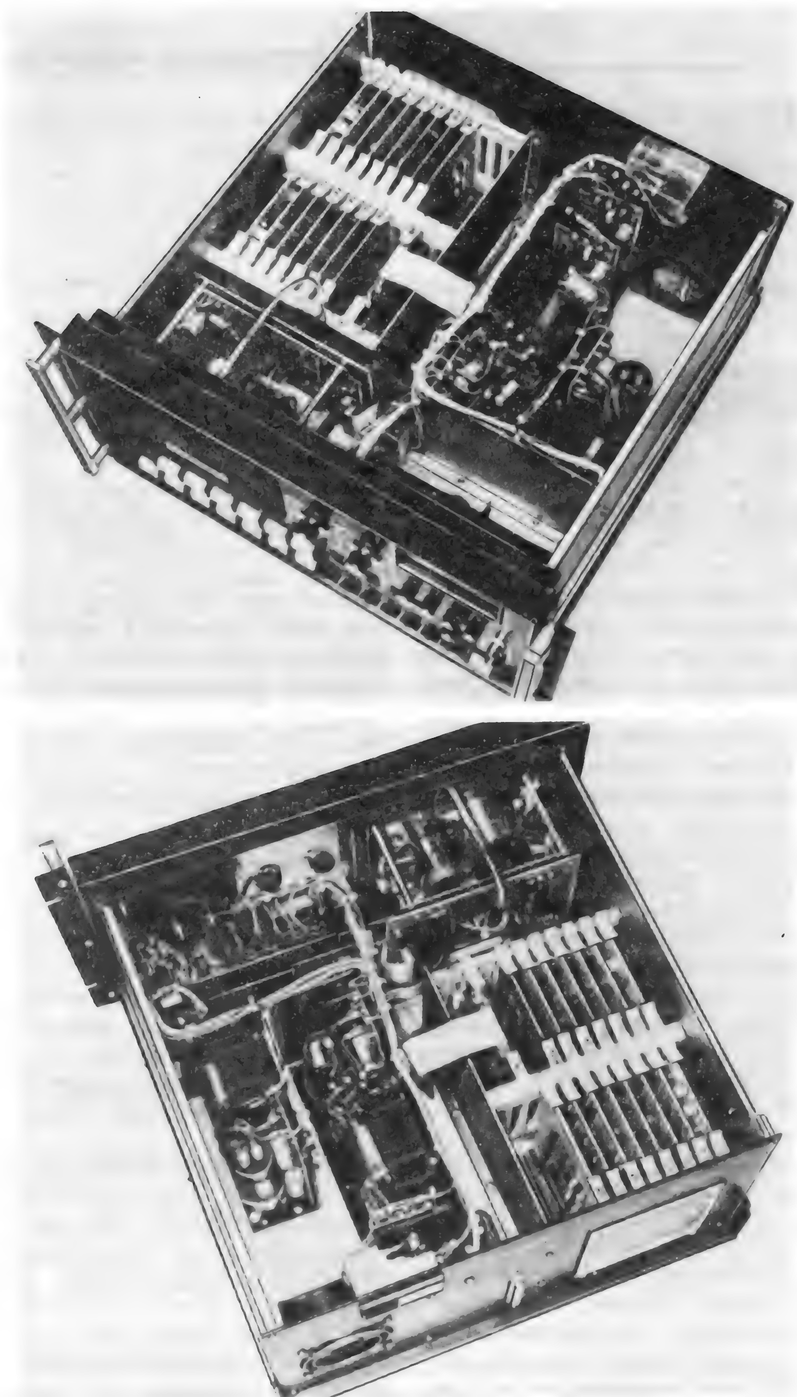


Рис. 12.18. Внешний вид законченного прибора (устройство считывания цифровых сигналов с магнитофонных кассет), в котором применено несколько способов крепления и межсоединений. Большая часть электронных схем размещается в блок-каркасе для печатных плат (к которому подсоединяются задняя панель и многоконтактный разъем), а схемы управления приводом ленты смонтированы на двух панелях вблизи мотора (связь осуществляется либо через многоконтактный разъем, либо жгутом, либо через соединение вставкой DIP). Регулировка и контрольные точки вынесены на края схемных плат. Проследите, как здесь проходит поток охлаждающего воздуха. Воздух засасывается сзади со стороны блок-каркаса для плат; он протекает между платами, затем вокруг центральной части, возвращаясь, обдувает источники питания и высасывается вентилятором, расположенным в правой части задней панели.

предотвращают излучение их самим прибором), и, кроме того, они довольно эффективно подавляют переходные процессы сетевого напряжения. Так, например, фильтр 3R-1 Corcom (рассчитан на 3 А, 115 В) имеет ослабление 50 дБ для сигналов частоты 200 кГц и более 70 дБ для сигналов с частотой, превышающей 0,5 МГц (разд. 6.11 и табл. 6.3).

Подавление переходных процессов. В любых приборах, чтобы предотвратить сбой в работе (или даже выход из строя), вызываемый случайными выбросами напряжения сети от 1 до 5 кВ, которые имеют место практически на всех линиях переменного тока, полезно ставить устройство для подавления переходных процессов. Эти устройства можно просто подключать параллельно зажимам сетевого питания после предохранителя; они действуют как двунаправленные стабилитроны и обладают способностью выдерживать огромные пиковые значения тока. Выпускаются они в корпусах, аналогичных дисковым конденсаторам или мощным диодам. Небольшие и дешевые GE V130LA10A (стоят около 1 долл.), например переходят в проводящее состояние при напряжении 185 В и могут пропускать импульсные токи с максимальной амплитудой 4000 А (подробнее см. разд. 6.11 и табл. 6.2).

Предохранители. В каждой без исключения силовой шине электронного прибора наличие плавкого предохранителя обязательно. Как мы указывали в разд. 6.11, настенный предохранитель плавится при токах 15–20 А, тем самым предотвращая опасность воспламенения стенной проводки. Если не предусмотреть такие возможные неисправности, как, например, пробой конденсатора источника питания, то от сети в прибор пойдет ток 10 А (т. е. в силовом трансформаторе будет рассеиваться мощность более 1 кВт). Важное замечание (момент, к сожалению, не сразу понятый авторами): сетевой конец должен присоединяться к внутренней клемме держателя предохранителя, чтобы при смене предохранителя вы не могли коснуться пальцами «горячей» клеммы. Используйте легкоплавкие предохранители, выбирая их на ток в 1,5–2 раза больший, чем наибольший ток потребления прибора.

Принцип «холодного управления». Всегда, когда только возможно, полезно избегать прохождения логического или аналогового сигнала через панель управления; это нужно, чтобы предотвратить возникновение перекрестных связей и затухание сигнала, которые в противном случае могут иметь место. Взамен выведения сигналов на переднюю панель, можно подать в схему управляющие сигналы постоянного тока от потенциометров, переключателей и т. п. оборудования, расположенного на передней панели. Это особенно важно при шумах, высокоскоростных сигналах или сигналах низкого уровня, поскольку сигналы управления постоянного тока могут быть отфильтрованы шунтирующими конденсаторами, в то время как для быстроменяющихся сигналов это недопустимо. Например, лучше использовать дополнительные вентили (мультиплексор), чем прогонять логический сигнал через переключатель, или для управления частотой с лицевой панели лучше использовать генератор, управляемый напряжением, чем перестраиваемый RC-генератор. Чтобы осуществить такое «холодное управление», понадобится незначительное дополнительное высококачественное оборудование, но будут обеспечены повышенная надежность и простота монтажа (не нужен будет, например, экранированный кабель).

12.14. Где доставать компоненты

Поиск деталей, необходимых для сборки электронной аппаратуры, может оказаться сложным делом. Большинство крупных поставщиков имеют плохо организованную торговую сеть, и это делает почти невозможным приобретение малых партий компонентов мелким покупателем. К счастью, крупные известные фирмы дают справки, где могут быть куплены нужные детали за наличный расчет. Занимаясь поисками, необходимо точно знать, чего вы хотите, количество деталей и изготовителя (для ИМС вы должны знать

полное обозначение схемы, а не только изготовителя и тип).

Многие поставщики неохотно продают малые партии, поэтому покупатель тратит много сил на приобретение компонентов в количестве 5–10 штук. Добавим к этому, что поставщики обычно имеют только часть нужного вам ассортимента, и вы сталкиваетесь с необходимостью иметь дело с множеством кустарных поделок. На складах электронного оборудования (Radio Shack и др.) организована продажа небольшими партиями, но там имеется в наличии очень ограниченная номенклатура. Система оптовой торговли ориентирована в основном на крупных промышленных потребителей. Фирмы-изготовители предпочитают иметь дело с оптовиками, которые тесно с ними связаны, дают им расширенные каталоги и справочники и могут оказать влияние на цены.

Особая осторожность необходима при покупке ИМС. Многие типы ИМС выпускаются без 100%-ной проверки. Вместо этого проверяется один образец из каждой партии, и вся партия бракуется, если образец не отвечает стандарту. В результате вы можете случайно приобрести неисправный кристалл, выпущенный фирмой с хорошей репутацией. Как правило, следует ожидать, что примерно 0,1% новых ИМС окажется непригодным. Это не очень страшно, так как в случае необходимости для обеспечения большей надежности вы всегда можете проверить все ИМС. Все изготовители испытывают свои ИМС, а некоторые (AMD, например) проводят 100%-ную проверку всех ИМС.

Более серьезная проблема возникает, когда забракованные партии попадают в руки мелких торговцев. Очень часто встречаются подделки, так как машины, выпускающие ярлыки, стоят недорого. По нашему опыту, крупные поставщики (такие, как Arrow, Hamilton/Avnet, Newark, Schweber и Wyle) надежны. по крайней мере если судить по изделиям, действительно ими поставленным. Большинство торговых точек, по-видимому распространяют хорошие товары, но здесь есть элемент риска. Будьте подозрительны по отношению к ИМС без даты выпуска. Поскольку отыскание неисправных ИМС в схеме требует много сил и времени, рекомендуем вам покупать все ИМС у одного и того же поставщика, даже если цены будут относительно высоки. Тем не менее, две ведущие фирмы, чьими изделиями мы с успехом пользуемся,– это Digi-Key (богатый каталог; Thief River Falles, MN) и Microprocessors Unlimited (компьютерные чипы; Beggs, OK).

ГЛАВА 13

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ПРИБОРЫ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В этой главе обсуждаются важные особенности техники высоких и радиочастот, в том числе эквивалентные схемы для высоких частот и быстродействующие ключи. Высокочастотные приборы находят широкое применение в области связи и радиовещания, а также в лабораторных установках для проведения радиочастотных измерений (резонансные явления, плазма, ускорители частиц и т. п.). Быстродействующие ключи являются неотъемлемыми элементами вычислительных машин и других цифровых устройств. Высокочастотные и быстродействующие приборы – это линейные и цифровые устройства, работающие в той области частот, где работа схем начинает определяться эффектами межэлектродных емкостей, индуктивностями проводов, накоплением зарядов и длинами волн. Благодаря таким причудливым конструкциям, как полосковые выводы, волноводы или приборы вроде диодов Ганна, клистронов и ламп бегущей волны, схемотехника в этой области частот существенно отличается от техники низких частот. Чтобы представить уровень наших возможностей, скажем, что промышленностью выпускаются цифровые ИМС (счетчики и т. п.), которые работают с импульсами частотой 3 ГГц и выше, а также элементы линейных схем (усилители и т. п.), которые работают на частотах выше 100 ГГц.

Мы начнем с обсуждения высокочастотных транзисторных усилителей как на биполярных, так и на полевых транзисторах и приведем несколько примеров. Затем перейдем к радиочастотным приборам, дадим общее представление о линиях связи и методах модуляции и детектирования. В конце мы более подробно рассмотрим быстродействующие ключи. В силу того, что эти вопросы носят узкоспециальный характер, эту главу при первом прочтении можно пропустить.

13.01. Транзисторный усилитель на высоких частотах в первом приближении

В усилителях, которые мы обсуждали выше (такие, как усилители с общим эмиттером и с резисторной коллекторной нагрузкой), коэффициент усиления снижается с ростом частоты сигнала, как правило, из-за действия паразитных емкостей нагрузки и соединительных проводов. На рис. 13.1 это показано пока в упрощенном виде. Эффективная емкость между коллектором и землей $C_н$ в сочетании с коллекторной нагрузкой $R_н$ образует фильтр низких частот с постоянной времени $R_н C_н$. Эта эквивалентная схема приведена с учетом того, что для сигнала U_+ то же самое, что и земля. В $C_н$ входят емкости между коллектором и эмиттером, между коллектором и базой, а также емкость нагрузки. На частотах, приближающихся к $f = 1/R_н C_н$, усиление начинает быстро падать.

Уменьшение влияния емкости нагрузки. Простейшие методы уменьшения емкост-

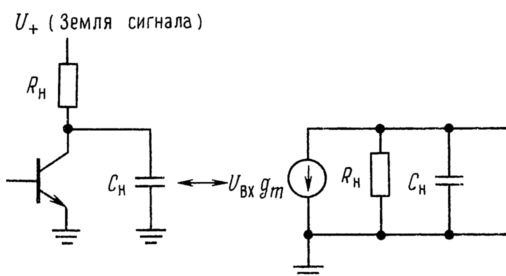


Рис. 13.1.

ной нагрузки заключаются в учете и уменьшении произведения $R_н C_н$, например:

1. Выбираются биполярные или полевые транзисторы с малой емкостью между электродами (как самих $p-n$-переходов, так и между внешними выводами); такие транзисторы обычно обозначаются как радиочастотные или ключевые транзисторы.

2. Нагрузка отделяется эмиттерным повторителем, что способствует уменьшению емкостной нагрузки на коллектор.

3. Уменьшается $R_н$. Если при этом $I_к$ поддерживать постоянным, то коэффициент усиления падает из-за уменьшения $g_m R_н$. Вспомним, что для транзисторов $g_m = 1/r_э$ или $I_к$(мА)/25 для усилителей с заземленным эмиттером. Чтобы сохранить коэффициент усиления постоянным при уменьшении $R_н$, необходимо увеличить ток коллектора, сохраняя U_+ постоянным. Таким образом, $f_{макс} \approx 1/R_н C_н$ и прямо пропорционально $I_к/C_н$, что вполне справедливо для больших токов, часто используемых в высокочастотных схемах.

13.02. Высокочастотные усилители: модели для переменного тока

Емкость нагрузки не только уменьшает коэффициент усиления усилителя на высоких частотах. Как мы упоминали выше (см. обсуждение эффекта Миллера в гл. 2), емкость обратной связи ($C_{кб}$), будучи включенной между выходом и входом, может доминировать в спаде усиления на высоких частотах, особенно если полное сопротивление источника входного сигнала высоко. Чтобы определить, на каких частотах усиление начнет падать и как этого избежать, можно использовать относительно простую модель транзистора или ПТ. Как это делается, покажем на примере высокочастотного усилителя.

Эквивалентная схема для переменного тока. Приведенные на рис. 13.2 эквивалентные схемы каскадов с общим эмиттером (или истоком) представляют собой простейший вариант; их не без оснований используют при оценке характеристик быстродействующих устройств. Обе модели очевидны. В схеме биполярного транзистора $C_{вх.э}$ (обозначается также $C_{вх.б}$ или $C_{бэ}$; заметим, что название относится либо к емкости входа, либо к емкости выхода) есть входная емкость, $r_б$ – импеданс цепи базы, $C_{кб}$ – емкость обратной связи (Миллера) и $C_{кэ}$ – емкость между коллектором и эмиттером. Модели с источником тока определяют усиление транзистора на частотах сигнала. Схема полевого транзистора аналогична, но емкости имеют другие обозначения и она значительно проще из-за бесконечного входного сопротивления.

Влияние коллекторного тока и напряжения на емкости транзистора. Емкости обратной связи и выходной цепи ($C_{кб}$, $C_{сз}$, $C_{кэ}$ и т. д.) включают в себя небольшие емкости транзисторных выводов и относительно большие емкости полупроводниковых переходов. Последние ведут себя подобно обратносмещенным диодам, у которых емкость постепенно снижается с увеличением обратного смещения, как

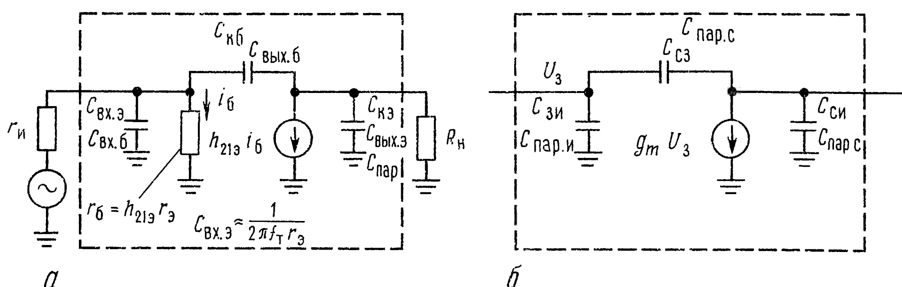


Рис. 13.2. Эквивалентные схемы для ВЧ биполярного (*а*) и полевого (*б*) транзисторов.

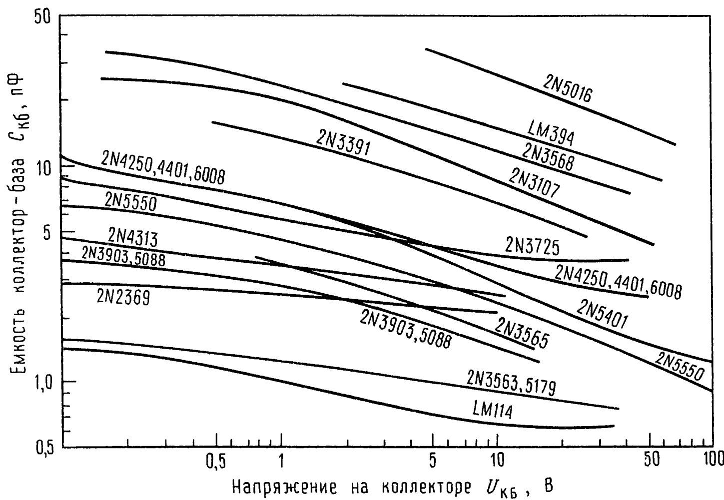


Рис. 13.3. Зависимость емкости коллектор-база от напряжения для нескольких распространенных биполярных транзисторов.

показано на рис. 13.3 (этот эффект используется в конденсаторах, управляемых напряжением, известных под названием «варикапы», или «варакторы»). Емкость изменяется с напряжением приблизительно как $C = k(U - U_0)^n$, где n лежит в диапазоне от $-1/2$ до $-1/3$ для транзисторов, а U_0 – постоянное напряжение, равное $\sim 0{,}6$ В.

Входная емкость $C_{вх\,э}$ имеет другой характер, поскольку вы имеете дело с прямосмещенным переходом. В этом случае эффективная емкость резко растет с увеличением тока базы, так как U близко U_0 и имеет мало общего с указанным в паспорте транзистора значением $C_{вх.э}$. Однако оказывается, что эффективная емкость $C_{вх.э}$ увеличивается с ростом $I_э$ (и, следовательно, с уменьшением $r_э$), так что произведение $RC(r_б C_{вх.э})$ остается почти постоянным. В результате усиление транзистора на определенных частотах зависит в первую очередь от соотношения между током, «теряемым» на $C_{вх.э}$, и током, который «действительно» идет в базу и несильно зависит от тока коллек-

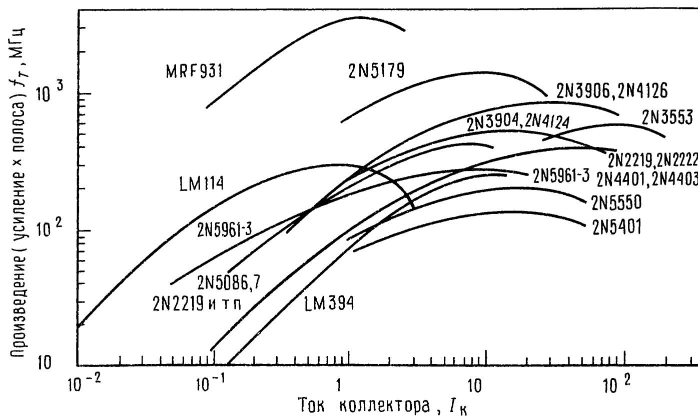


Рис. 13.4. Зависимость произведения усиления на ширину полосы (граничную частоту) $f_т$ от коллекторного тока для нескольких распространенных биполярных транзисторов.

тора. Поэтому вместо того, чтобы задавать значение $C_{вх.э}$, изготовители транзисторов обычно указывают f_T – частоту, при которой усиление тока ($h_{21э}$) падает до 1. Легко показать, что f_T определяется выражением

$$f_T = 1/2\pi C_{вх.э} r_э, \text{ или } C_{вх.э} = 1/2\pi f_T r_э$$

для значений $C_{вх.э}$ и $r_э$, данных при некотором токе коллектора. Транзисторы, предназначенные для работы в диапазоне высоких частот, имеют f_T от 500 МГц до 10 ГГц, в то время как у транзисторов общего назначения f_T бывает от 50 до 250 МГц. На рис. 13.4 приведены кривые изменения f_T в зависимости от тока коллектора для типичных транзисторов.

13.03. Пример высокочастотных расчетов

Применим нашу простую модель для конструирования высокочастотного широкополосного усилительного каскада. При этом будем учитывать влияние предварительного каскада, считая, что его выходное сопротивление известно. Покажем, что рассматриваемый усилитель сильно нагружает этот каскад и имеет плохие характеристики. Далее будут рассмотрены те параметры, которые определяют характеристики схемы, и показаны методы улучшения параметров путем изменений конфигурации схемы и ее рабочих точек. На рис. 13.5 показан фрагмент схемы. Предполагается, что он является

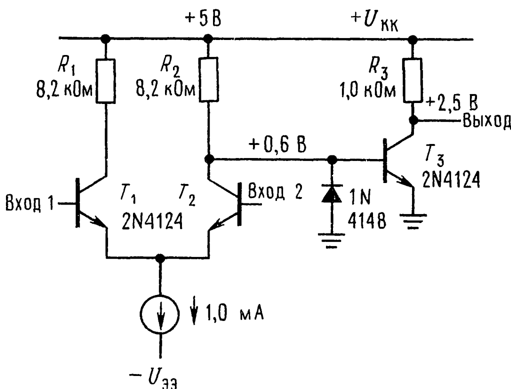


Рис. 13.5.

частью целой усилительной схемы с обратной связью по постоянному току, обеспечивающей стабилизацию точки покоя на уровне $1/2U_{КК}$; показанное на рисунке смещение не обеспечивает само по себе стабилизации. Поскольку нас интересуют высокочастотные характеристики, мы не будем в дальнейшем беспокоиться о том, как осуществляется смещение на самом деле. Заметим, что дифференциальный каскад имеет небольшую допустимую величину синфазного входного сигнала – приблизительно от +0,25 В до отрицательного напряжения, ограниченного рабочим диапазоном источника эмиттерного тока.

Анализ факторов, вызывающих снижение усиления на высоких частотах. Для дифференциального каскада коэффициент усиления и выходное сопротивление поддаются расчету, что дает возможность подробно проанализировать снижение усиления в выходном каскаде. Анализ коэффициента усиления усилительного каскада на T_3 будет состоять в следующем:

1. Находим усиление на низких частотах при нулевом сопротивлении источника. Затем определяем частоту, при которой усиление падает на 3 дБ (т.е. сопрягающую частоту), причем это снижение связано с влиянием входной емкости, емкости обратной связи и сопротивления нагрузки:

$$f_{-3\,дБ} = 1/2\pi R_н(C_н + C_{кб}).$$

2. Определяем входной импеданс как сочетание полного входного сопротивления базы ($r_б$ и $C_{вх.э}$) и эффективной емкости обратной связи ($K_U C_{кб}$).
3. Рассчитываем сопрягающую частоту, при которой падение усиления на 3 дБ связано с нагружением источника входным импедансом; сравнивая ее с «выходной частотой 3 дБ», вычисленной в п. 1, находим «узкое место» с точки зрения высоких частот.
4. Если необходимо, попробуем улучшить характеристики путем снижения требований к тем параметрам, которые вызывают спад усиления на высоких частотах.

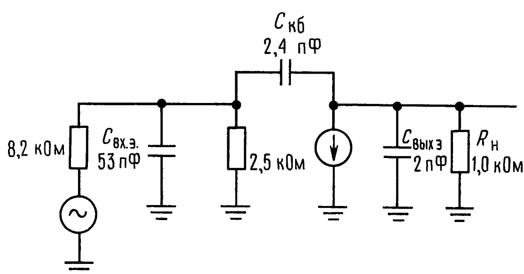


Рис. 13.6.

Заметим, что емкость обратной связи $C_{кб}$ влияет на частотные характеристики как выходного, так и входного каскадов, причем в последнем случае она умножается на коэффициент усиления по напряжению (эффект Миллера).

Рассмотрим в соответствии со сказанным эквивалентную схему включения транзистора 2N4124 с параметрами $C_{кб} = 2{,}4$ пФ при 2,5 В, $h_{21э} \approx 250$ и $f_T = 300$ МГц (рис. 13.6).

1. Предположим, что T_3 работает от источника напряжения, его коэффициент усиления по напряжению на низкой частоте равен 100, поскольку $r_э = 10$ Ом при токе коллектора 2,5 мА. Частота -3 дБ, вычисленная по выходной емкости, приблизительно равна 40 МГц (2,4 пФ параллельно 2 пФ шунтируют 1,0 кОм). Заметим, что в этом простом расчете мы не учитываем емкость нагрузки и паразитную емкость проводов.

2. Входное сопротивление, параллельное емкости Миллера (240 пФ) и $C_{вх.э}$, приблизительно равно 2,5 кОм ($h_{21э}r_э$); емкость $C_{вх.э}$ находится по формуле, приведенной выше, и равна ≈ 53 пФ.

3. Верхняя сопрягающая частота, связанная с входной емкостью, при грубом расчете получается равной 280 кГц ($R = 8{,}2$ кОм параллельно 2,5 кОм; $C = 240$ пФ $+ 53$ пФ) и определяется емкостью эффекта Миллера $K_U C_{кб}$ в комбинации с относительно высоким сопротивлением цепи базы. Заметим, что усиление фактически на низкой частоте меньше 100, если считать, что входной сигнал равен сигналу на ненагруженном выходе дифференциального каскада, так как предварительный каскад работает на низкое входное сопротивление; с учетом этого эффекта усиление на низких частотах фактически получается равным $100 \times 2{,}5/(2{,}5 + 8{,}2)$, т. е. приблизительно 23.

Чрезмерная нагрузка предварительного каскада и низкая сопрягающая частота указывают на то, что схема построена плохо, но рассмотрение ее дает возможность увидеть практические трудности конструирования высокочастотных усилителей. Чтобы улучшить характеристики, надо либо значительно уменьшить полное сопротивление в цепи коллектора, либо использовать иную конфигурацию усилителя. В следующем разделе мы обсудим несколько наиболее популярных схем высокочастотных усилителей, в которых эффекты, связанные с емкостью входа (f_T) и емкостью обратной связи ($C_{кб}K_U$, эффект Миллера), уменьшены или полностью отсутствуют.

13.04. Примеры высокочастотных усилителей

Как видно из сказанного выше, в высокочастотных усилителях, работающих от источника с умеренно высоким импедансом, доминировать может эффект Миллера. В этих случаях частота $f_T = 300$ МГц и вычисленная для выходного каскада постоянная времени, соответствующая сопрягающей частоте 40 МГц, не влияют на характеристики схемы, которые определяются постоянной времени входной цепи, соответствующей сопрягающей частоте 280 кГц.

Три способа подавления эффекта Миллера. Помимо грубого подхода, заключающегося в том, чтобы просто сильно уменьшить сопротивление в цепи коллектора, имеется несколько интересных конфигураций, в которых обеспечено уменьшение выходного сопротивления каскада-источника сигнала или емкости обратной связи или обоих вместе. На рис. 13.7 приведены эти конфигурации, изображенные в самой простой форме, без цепей смещения и питания (т. е. показаны только цепи, определяющие сигнально-частотные характеристики).

В схеме *а* эмиттерный повторитель

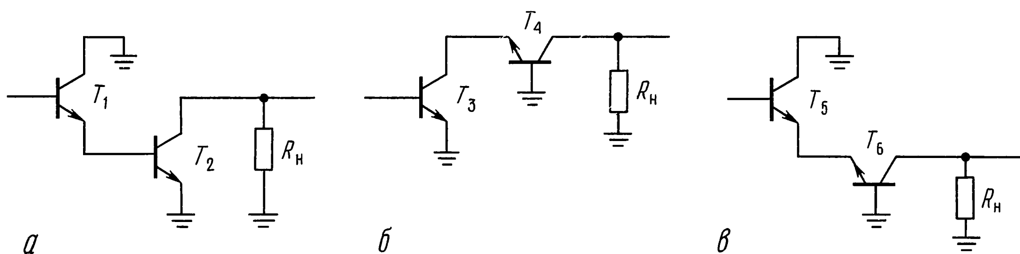


Рис. 13.7. Упрощенные схемы высокочастотных усилителей. *а* – повторитель плюс усилитель с общим эмиттером; *б* – усилитель с общим эмиттером плюс усилитель с общей базой (каскодная схема); *в* – повторитель плюс усилитель с общей базой (дифференциальный усилитель).

снижает выходное сопротивление источника, подключенного ко входу усилителя с общим эмиттером. Это значительно ослабляет отрицательное действие f_T и $K_U C_{кб}$. В схеме *б*, известной как каскодное включение, каскад с общим эмиттером управляет каскадом с общей базой, тем самым сводя на нет эффект Миллера $K_U C_{кб}$ (эмиттер T_4 имеет потенциал, фиксированный напряжением базы; он просто передает ток коллектора T_3 на $R_н$). В схеме *в* повторитель управляет каскадом с общей базой, причем эффект Миллера полностью отсутствует, и в то же время уменьшается выходное сопротивление управляющей цепи; это, по существу, обычная схема дифференциального усилителя с несбалансированными коллекторными резисторами и одним заземленным входом.

Другие приемы. Кроме этих схемных конфигураций имеются два других подхода к проблеме входной емкости и емкости обратной связи, а именно: а) использование одного простого усилителя с заземленной базой, если полное выходное сопротивление источника сигнала достаточно низко, и б) использование «настраиваемых» цепей на входе и выходе усилителя с общим эмиттером (или другой схемы) для «расстройки» эффектов межэлектродных емкостей. Заметим, что такие настраиваемые усилители не бывают широкополосными, а усиливают сигналы только в узкой области частот (что может быть весьма выгодно для некоторых применений). Кроме того, в таком усилителе может быть необходима нейтрализация. Узкополосные настраиваемые усилители будут обсуждаться в последних разделах этой главы. В качестве компромиссного «среднего» решения может использоваться корректирующая «пиковая» индуктивность в несколько микрогенри, включенная последовательно сопротивлению нагрузки коллектора для подавления емкостных эффектов и подъема усиления на частотах, несколько пре-

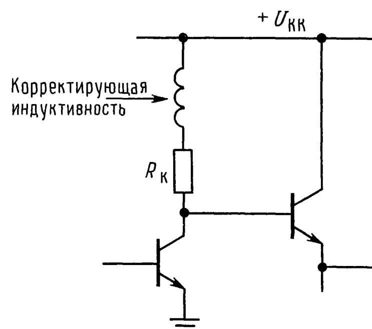


Рис. 13.8.

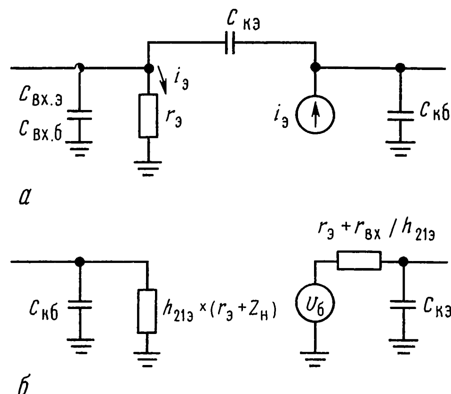


Рис. 13.9. Эквивалентные схемы. *а* – каскад с общей базой, *б* – эмиттерный повторитель.

вышающих «естественную» частоту высокочастотного спада (рис. 13.8).

Чтобы можно было оценить высокочастотные характеристики схем на повторителях и каскадах с заземленной базой, следует построить простые эквивалентные схемы транзисторов по переменному току для этих конфигураций (рис. 13.9). Заметим, что в эквивалентной схеме эмиттерного повторителя сопротивления зависят от сопротивлений источника сигнала и нагрузки (как реактивных, так и омических). Мы применим эти модели в следующих примерах.

13.05. Пример проектирования широкополосной схемы

В качестве примера улучшенной модификации широкополосного усилителя рассмотрим схему на рис. 13.10, построенную так, чтобы снижение усиления, вызываемое эффектом Миллера, было полностью устранено. В ней используются эмиттерные повторители на входах (высокий входной импеданс) дифференциального усилителя; выходная нагрузка изолирована эмиттерным повторителем от каскадного выходного узла дифференциального усилителя. Схемное решение основано на использовании хорошего высокочастотного транзистора 2N5179 с $f_T = 1000$ МГц (по паспорту $h_{21э} = 10$ при 100 МГц) и $C_{кб} = 0{,}5$ пФ при 2 В. Приближенная эквивалентная схема усилителя с обозначением $p-n$-переходов и паразитных емкостей приведена на рис. 13.11.

Чтобы определить точку начала высокочастотного спада, надо рассмотреть каждый каскад, анализируя различные RC, используя соответствующие эквивалентные схемы. Обычно имеется один каскад, который имеет самую низкую граничную частоту, и часто интуитивно можно правильно угадать, какой именно. В данной схеме ограничивающим фактором является конечное полное сопротивление цепи базы каскада на T_7 (300 Ом) в сочетании с собственной емкостью T_7 и емкостью нагрузки $C_н$, частично шунтирующей базу T_7 (помните, что $h_{21э}$ изменяется приблизительно как $1/f$, так что при высоких частотах развязывающее

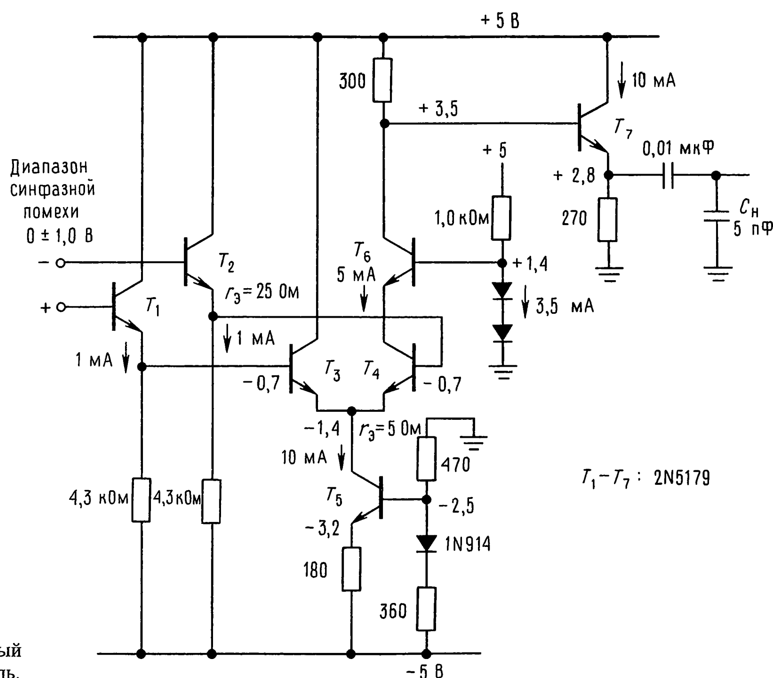


Рис. 13.10. Широкополосный дифференциальный усилитель.

Рис. 13.11. Эквивалентная схема по переменному току для усилителя, изображенного на рис. 13.10. Низкая частота: $Z_{вх} \approx 40$ кОм, $K_U = 300/10 = 30$, $Z_{вых} = 8$ Ом; для 2N5179: $h_{21э} \approx 70$, $C_{кб}$ (2 В) = 0,5 пФ, $C_{кэ} = 0,2$ пФ, $h_{21э}$ (100 МГц, 5 мА) = 10, $C_{пар} = 0,3$ пФ.

действие эмиттерного повторителя всерьез ослабляется).

Упрощенный метод расчета точки спада −3 дБ, который мы применим, будет состоять в следующем. Взяв эквивалентную схему эмиттерного повторителя на T_7, определим импеданс цепи базы при известных емкостях нагрузки, переходов и проводов (полагаем, что $C_{кб} = 0,5$ пФ, $C_{кэ} = 0,2$ пФ и $C_п = 0,3$ пФ).

$K_U = g_m Z_н = g_m | R_н \parallel Z_{C_н}$

пост. ток:	g_m × 295 Ом	
100 МГц	× 260 Ом	окончательная оценка: −3 дБ при 180 МГц
200 МГц	× 200 Ом	
400 МГц	× 104 Ом	

Рис. 13.12. Эквивалентные схемы для расчета верхней сопрягающей частоты схемы рис. 13.10.

Поскольку полное сопротивление цепи базы при известных емкостях нагрузки зависит от $h_{21э}$, следовало бы рассчитать его как функцию частоты (положив $h_{21э} \approx 1/f$ на высоких частотах); но вместо этого оценим его при нескольких значениях частоты, предполагая, что точка -3 дБ должна лежать где-то вблизи нескольких сот мегагерц. На рис. 13.12 дан итог этого процесса. Полное сопротивление нагрузки было рассчитано на частотах 100, 200 и 400 МГц, далее умножено на коэффициент усиления транзистора по току (учитывается, что $h_{21э} \approx 1/f$), скомбинировано с другими импедансами, которые всегда имеются в цепи базы, а затем определялось результирующее значение импеданса, чтобы получить относительные значения выхода в функции частоты. Как можно видеть, выходное напряжение снижается на -3 дБ на частоте, равной приблизительно 180 МГц.

Теперь, используя эту оценку граничной частоты, следует посмотреть, будут ли другие RC-цепи давать значительное ослабление на этой частоте. Например, для каскада на T_4 коллекторная цепь должна вызывать снижение усиления на -3 дБ вблизи 1000 МГц, если в качестве расчетного значения $h_{21э}$ принять усиление транзистора на 180 МГц ($h_{21э} \approx 5$). Другими словами, каскадная часть схемы не ухудшает общую характеристику.

Этим простым способом можно непосредственно удостовериться, что другие цепи схемы не вносят более низких частот ослабления -3 дБ. При рассмотрении входного каскада следует задаться определенным значением сопротивления источника сигнала. При $Z_н = 1000$ Ом (довольно высокое сопротивление для видеосхем, подобных этой) окажется, что сочетание сопротивления источника и входной емкости (1,0 кОм, 0,8 пФ) даст точку ослабления -3 дБ вблизи 200 МГц. Таким образом, характеристика этой схемы значительно лучше, чем у рассмотренной выше.

13.06. Уточненные модели схем по переменному току

Объемное («распределенное») сопротивление базы. Стоит отметить, что модели, которыми мы пользовались, в некотором смысле упрощены, в них не учитываются некоторые важные эффекты, как, например, конечное сопротивление базы $r'_Б$. Для высокочастотных транзисторов указывается параметр $r'_Б C_{кб}$ – постоянная времени коллектор – база. Для 2N5179 она равна 3,5 пс (ном.), эта величина определяется объемным сопротивлением базы, равным приблизительно 7 Ом. При анализе характеристик на очень высоких частотах такие эффекты необходимо включать в расчет; в этом примере они отсутствуют и не влияют на выводы, сделанные нами ранее.

Расщепление полюсов. Другим упрощением в предыдущих рассуждениях было допущение, что каждое RC-звено вызывает спад усиления независимо от других. То, что здесь должно быть некоторое взаимодействие, легко видеть по следующим соображениям: эффект Миллера сам по себе является формой высокочастотной отрицательной обратной связи. Поскольку он определяется выходным напряжением, то он должен снижать полное сопротивление выходной цепи транзисторного каскада, в особенности на высоких частотах, где его «петлевое усиление» велико (конечно, при этом он вызывает уменьшение усиления по напряжению, которое является проблемой в целом). В результате уменьшение сопротивления цепи коллектора сдвигает спад, связанный с $R_н C_н$, в область более высоких частот, поскольку выходное сопротивление цепи коллектора параллельно $R_н$. Таким образом, снижение сопрягающей частоты, связанной с эффектом Миллера (за счет возрастания K_U или $C_{кб}$), вызывает подъем сопрягающей частоты, связанной с емкостью коллектора и нагрузки. Это явление известно как «расщепление полюса».

13.07. Последовательно-параллельные пары

В широкополосных усилителях с низким коэффициентом усиления распространены схемы на последовательно-параллельных парах транзисторов (рис. 13.13). Идея заключается в создании усилителей с низким коэффициентом усиления (возможно, около 10 дБ) и с плоской характеристикой в широкой области частот. В этих схемах удачно применяется отрицательная обратная связь для расширения полосы пропускания. Однако отрицательная обратная связь сама по себе может быть источником неприятностей на высоких частотах из-за неконтролируемого сдвига фазы, если петлевое усиление в контуре будет велико. В последовательно-параллельных парах эти трудности преодолеваются за счет введения нескольких контуров обратной связи, в каждом из которых петлевое усиление невелико.

В схеме рис. 13.13 оба каскада, T_1 и T_2, работают как усилители с низким коэффициентом усиления по напряжению, так как их эмиттерные резисторы не зашунтированы. R_6 обеспечивает обратную связь, охватывающую только T_1, так как T_2 работает как повторитель в этой цепи. Благодаря тому, что полное усиление по напряжению для каскада на T_1 определяется отношением (R_6/R_1), R_4 может подбираться в соответствии с необходимым усилением (R_4/R_5) незамкнутого контура T_2. И наконец, обратная связь к эмиттеру T_1 добавляется для уменьшения усиления до его расчетной величины.

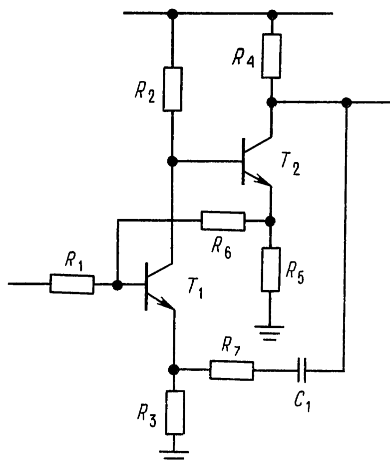


Рис. 13.13. Последовательно-параллельные пары.

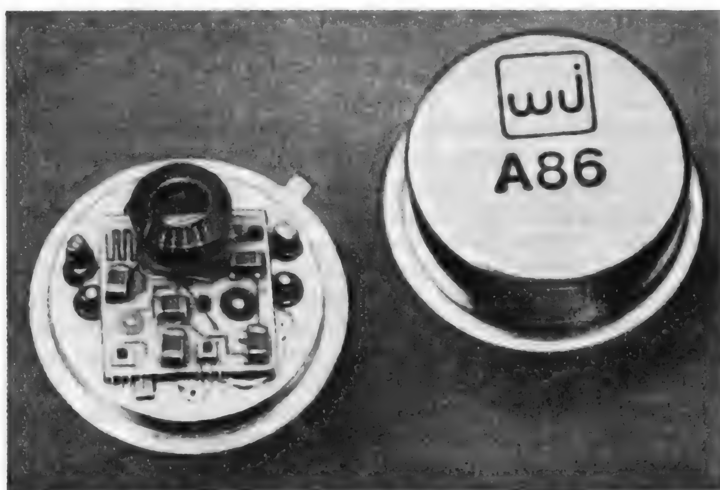
Последовательно-параллельные пары удобны для блочного построения усилителей, так как они чрезвычайно стабильны и просты по конструкции. С их использованием легко строить усилители с шириной полосы до 300 МГц или более. Коэффициент усиления на одну пару составляет обычно от 10 до 20 дБ, а при необходимости получить большее усиление ставят несколько каскадов.

В разд. 13.11 будут обсуждаться вопросы построения резонансных узкополосных усилителей в противоположность широкополосным устройствам, о которых мы говорили до сих пор. Поскольку усиливаемые сигналы часто имеют узкую полосу частот, при работе в радиодиапазоне очень полезны также резонансные усилители.

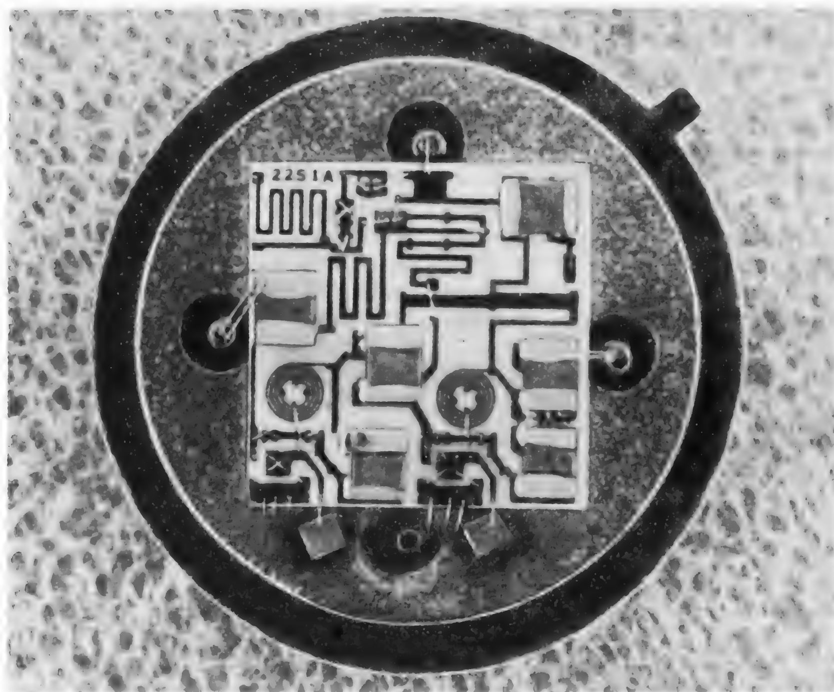
13.08. Модульные усилители

Из предыдущего рассмотрения усилителей высоких частот можно видеть, что разработка качественного высокочастотного усилителя очень трудоемка, связана с очень грубыми расчетами и требует проведения многочисленных испытаний конструкции. К счастью, более дюжины поставщиков выпускают усилительные *модули* в законченном виде, заключенные в корпусе, причем разнообразие их конфигураций таково, что может удовлетворить практически любым требованиям. Действительно, в виде законченного модуля можно получить почти каждый ВЧ-узел, включая генераторы колебаний, смесители, модуляторы, аттенюаторы, управляемые напряжением, накопители и делители мощности, циркуляторы, гибридные волноводные соединители, направленные ответвители мощности и т. д. Некоторые из этих схемных элементов мы будем рассматривать в разд. 13.12.

В большинстве случаев ВЧ-усилители выпускаются в виде тонкопленочных гибридных интегральных схем с коэффициен-



а



б

Рис. 13.14. А – Усилительный каскад для области 10–200 МГц. Б – Гибридная схема на керамической подложке. Видны чипы конденсаторов, тонкопленочные индуктивности и резисторы, транзисторы и проволочные соединения (Watkins-Johnson Comp.).

том усиления, заданным в широкой полосе частот; они встроены в 4-штырьковый транзисторный корпус и выполнены поверхностным монтажом (рис. 13.14). Два штырька являются выводами входной и выходной цепей с общепринятым полным сопротивлением 50 Ом, а остальные штырьки предназначены для заземления и соединения с источником постоянного тока. В продажу поступают различные усилители: одни из них отличаются низким уровнем шумов, другие – большой мощностью или большим динамическим диапазоном. Усилители могут предназначаться либо для работы в очень широкой области частот, либо для определенной полосы частот, используемой в связи. Например, UTO-514 фирмы Avantek имеет усиление 15 дБ в полосе частот от 30 до 200 МГц, коэффициент шума 2 дБ (максимум) и неравномерность усиления в полосе частот ±0,75 дБ. Устройство размещается в 4-штырьковом корпусе транзистора ТО-8.

Серии Avantek UTO и А-серии Watkins-Johnson модульных усилителей, состоящие каждая из почти сотни моделей, обладают высокими эксплуатационными характеристиками в полосе частот до 2 ГГц. Модули GPD-серий Avantek (или ЕА-серий Watkins-Johnson) менее дорогие, удобные и более доступны. Например, приборы GPD-201 работают в области 5–200 МГц с коэффициентом усиления 30 дБ (минимум) и коэффициентом шума 3,5 дБ (тип.) и стоят 29 долларов.

Гибридные усилители могут использоваться как сами по себе, так и в качестве каскада усиления, обычно их включают в полосковые линии (разд. 13.21). Чтобы еще больше облегчить жизнь, изготовители решили выпускать усилители в блочном исполнении в виде специальных модулей. Эти «зверюшки» обычно представляют собой небольшие металлические коробочки размером 5 × 5 × 2,5 см с высокочастотными коаксиальными разъемами типа SMA на входе и выходе. Вы можете выбрать из списка стандартный усилитель с разъемами или же заказать каскад усиления с указанными вами параметрами. Avantek пришлет вам маленькие коробочки и платы ПС, на которые можно установить до 4-х модульных усилителей (если вы пожелаете сделать это сами) (рис. 13.15).

Чтобы дать вам представление о том, что вы можете приобрести, мы пролистали весь каталог фирмы Avantek и пришли к следующему выводу: AMG-1020 – прекрасный малошумящий усилитель с усилением 34 дБ и коэффициентом шума 2,7 дБ в полосе частот от 50 до 1000 МГц. Более широкую полосу

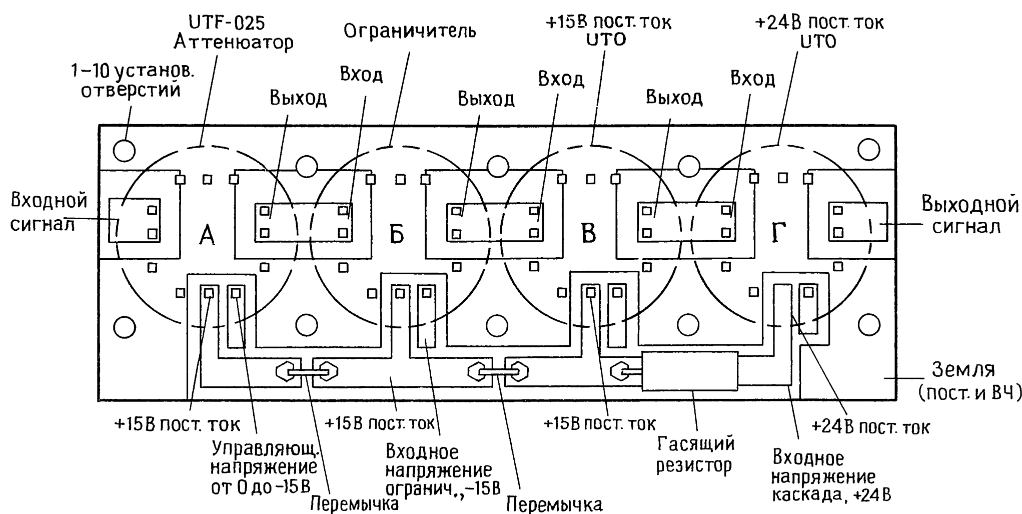


Рис. 13.15. Плата–«микрополоска» (полосковая линия) для модульных ВЧ-элементов (Avantek, Inc.).

имеет UTC20-211, который работает в полосе от 10 до 2000 МГц с коэффициентом шума 5 дБ и усилением 26 дБ. Выпускаемые широкополосные усилители перекрывают область частот до 18 ГГц и выше, и при их построении использовались полевые транзисторы на GaAs (а также транзисторы с высокой электронной подвижностью, ВЭПТ).

Усилители, работающие в узкой полосе частот, могут быть оптимизированы с целью снизить уровень шума; имеются высокочастотные усилители такого рода, предназначенные для систем связи. Например, приемник сигналов от спутников Avantek AM-4285 с усилением 50 дБ ($\pm$0,5 дБ) в полосе 3,7–4,2 ГГц с феноменальным коэффициентом шума 1,5 дБ ($T_ш = 120$ К) или AM-7724, работающий в полосе 7,25–7,75 ГГц, имеющий усиление 35 дБ ($\pm$0,25 дБ) при коэффициенте шума 1,8 дБ.

Заказная сборка и настройка позволили значительно улучшить эксплуатационные характеристики этих удивительных коммерческих усилителей. Например, радиоастрономы, как правило, добиваются снижения уровня шумов до 0,7 дБ для заказных усилителей в диапазоне L (1–2 ГГц), построенных с использованием полевых транзисторов на GaAs, и до 0,15 дБ, работая при температуре жидкого азота, (соответствующие шумовые температуры – 50 К и 10 К; см. разд. 7.12). Новейшие разработки, использующие полевые транзисторы с

Рис. 13.16. Высокочастотные модули различного исполнения: с разъемами, с выводами для сквозь-платного монтажа, с контактными площадками для поверхностного монтажа (Avantek, Inc.).

Таблица 13.1. Высокочастотные транзисторы

Тип	Корпус	$P_{расс}$, Вт $T_к$ = = 25°C	$U_{КЭО}$, В	$U_{КБО}$[1], В	$I_к$ (макс.), А	$h_{21э}$ (тип.),	$I_к$, мА	$C_{кб}$ (10 В), пФ	$f_т$, МГц	$I_к$ мА	Усиление по мощности, дБ	f, МГц	Выходная мощность, Вт	f, МГц	Примечания
2N3375	TO-60	12	40	65	1,5	10[2]	250	12	550	120	6	175	10	100	Стоимость низкая, легок в установке
2N3553	TO-39	7	40	64	1,0	10[2]	250	7	600	100	15	175	7	100	Дешевый, популярный
2N3866	TO-39	5	30	55	0,4	50	50	3	900	40	15	400	1[2]	400	Генератор
2N4427	TO-39	2	20	40	0,4	50	100	4	800	50	15	175	1[2]	175	
2N5016	TO-60	30	30	65	4,5	10[2]	500	25	600	500	8	400	30	100	
2N5109	TO-39	2,5	20	40	0,4	60	50	3	1500	70	15	200	–	–	Малошумящий, популярный
2N5179	TO-72	12	20	20	0,05	70	3	0,7	1500	10	20	200	0,02	500	Малошумящий, $r'_в C_в$ = 7 пс
2N5994	Без корпуса	35	30	65	5	–	–	70	–	–	10	100	35	175	Мощный СВЧ
2N6267	То же	20	50	50	1,5	–	–	13	–	10	10	2000	10	2000	Мощный микроволновый диапазон
2N6603	–»–	0,5	15	25	0,03	80	15	0,5	5500	10	16	1000	–	–	Малосигнальный для микроволнового диапазона
2N6679	–»–	0,9	20	30	0,07	100	15	0,3	–	–	11	4000	0,07	4000	
MRF931	–»–	0,05	5	10	0,05	70	0,25	0,4[3]	3000	2	12	1000		–	Для телеметрической аппаратуры с питанием от батарей
NE981	–»–	0,3	6	10	0,03	100	10	0,4	7000	20	14	1000	0,01	7000	NEC
MRF571	–»–	1	10	20	0,07	100	30	0,7	8000	50	15	1000	0,1	1000	Малошумящий, дешевый
MRF941	–»–	0,4	10	20	0,05	100	5	0,2	8000	15	13	2000	–	–	Малошумящий
MRF951	–»–	1	10	20	0,1	100	5	0,3	7500	30	13	2000	–	–	Малошумящий
MRF9331	–»–	0,05	8	15	0,001	80	0,5	0,2[3]	5000	1	20	1000	–	–	Микромощный
AT41485	–»–	0,5	12	20	0,06	150	10	0,2	8000	25	12	2000	0,1	2000	Avantek, малошумящий
AT42085	–»–	0,5	12	20	0,08	150	35	0,3	8000	35	10	4000	0,1	4000	Avantek, малошумящий
AT64020	–»–	3	20	40	0,2	50	100	–	–	–	10	2000	0,5	4000	Avantek

[1] Поскольку база обратно смещена, когда напряжение на коллекторе резонансной схемы повышается, то в качестве $U_{КБО}$ часто указывают напряжение пробоя перехода коллектор–база.

[2] Минимум.

[3] При $U_{КБ}$ = 1 В.

высокой подвижностью электронов, достигают при 8,5 ГГц уровня шума, соответствующего 8 К. Наиболее знаменитым производителем этих удивительных устройств является Sandy Weinreb при National Radio Astronomy Observatory (Charlottesville, VA). Есть и небольшие фирмы такие, как Berkshire Thechnologies (Oakland, CA), которые изготовят для вас заказные усилители с такими ошеломляющими характеристиками; как правило, их охлаждаемые усилители имеют уровень шума, соответствующий температуре 5 К в L-диапазоне и 15 К при 8,5 ГГц.

Для измерения уровня шума (шумовой температуры) усилителей, работающих в микроволновой области, неизменно

Таблица 13.2. Широкополосные операционные усилители

Тип	Код фирмы-изготов.[a]	$U_{сдв}$ макс., мВ	$I_{вх}$ макс., мкА	Питание: $U_И$ макс., В	Питание: $J_И$ тип., мА	Ток обрат. связи[b]	Внешн. компенс.: Возможна	Внешн. компенс.: Обязательна	Можно ли использовать DIP-корпус?	Входная емкость, пФ	$e_Ш$[c]	Ширина полосы −3 дБ: K=1 (МГц)	Ширина полосы −3 дБ: K=10 (МГц)	Ширина полосы: большой сигнал[d] (МГц)	Макс. скор. нараст., тип., В/мкс	Время установл. до 1%, нс	Время нараст. слаб. сигн., нс	Вых. ток, мА	$U_{вых.}$ (пик.) 50 Ом (В)	$U_{вых.}$ (пик.) 150 Ом (В)	Нагрузки видео[e]	Выход в режиме класса А?	Огранич. по току?[f]	Примечения
AH0010	OE	20	20[t]	±18	5	–	–	–	•	–	–	30	–	24	1500	100[k]	–	100	5	10	3	–	–	буферный
CLC110	CL	8	50	±7	15	–	–	–	•	1.6	–	730	–	–	800	5	0.4	70	3	4	2	–	–	буферный
CLC400	CL	6	25	±7	15	25	–	–	•	0.5	2.7[f]	200	50	–	700	10	1.6	70	3	4	2	–	–	0,1% за 15 нс
SL541	PL	5	25	+12, -6	16	–	•	–	•	–	–	150	100	–	175	50	–	6.5	–	–	–	•		
VA707	VT	6	1.1	±6	7	–	–	–	•	3	12[n]	–	20	5.6	105	150[k]	9	±50	±2.7	±4	5	–	•	декомп., $K_U>12$[p]
MSK737	KE	11	0.25	±18	37	–	–	–	–	–	65[g]	200	50	80[i]	2800	35	–	±120	±6	±12	10	–	–	
MSK738	KE	0.1	0.06	±18	37	–	–	–	–	3	4[g]	200	50	200[i]	3200	25	2.5	±120	±6	±12	10	–	–	прецизионный, низкий $J_б$
MSK739	KE	0.03[t]	75pA[j]	±18	25	–	–	–	–	–	–	200	–	30	5500	8	–	±120	±6	±12	10	–	–	прецизионный, ПТ
AD844A	AD	0.4	0.3	±18	7	0.3	•	–	•	2	2	67	43	10	2000	70[k]	–	±50	±2.5	±7.5	5	–	•	
AD846A	AD	0.2	0.5	±18	5	15	•	–	•	2	2	46	31	40[i]	450	50	–	50	5	10	3	–	•	0,01% за 80 нс
1467	TP	0.1	25	±16	35	–	•	•	–	2	–	150	60	10	300	10	40	±10	–	–	–	–	–	прецизионный
EL2003	EL	40	25	±15	10	–	–	–	•	–	–	110	–	10[i]	1000	–	–		6	12	2	–	•	буферный
EL2020C	EL	10	15	±18	9	40	–	–	•	–	7	60	40	30[i]	500	50	6	±30	±1.5	±5	3	–	–	хорошая карта данных
EL2022	EL	2.5	20	±20	18	15	–	–	–	1.3	2	165	78	–	1900	22[k]	2.1	±100	±5	±11	5		E	хорошая карта данных
SL2541	PL	10[t]	20	+12, -5	25	–	•	•	•	3.5	–	800[h]	220	40	1400	30	1.6	15	–	–	–	•	–	
CA3450	RC	15	0.35	±7	30	–	•	•	•	–	–	200	–	10[i]	400	35	–	75	±4	–	6	–	–	
AD5539S	AD	3	13	±8	14	–	•	•	•	–	4[g]	220	–	82	600	12	–	15	–	+2.3	1	•	–	
LM6364	NS	6	5	±18	5	–	–	–	•	3	8	–	20	4.5	300	100[k]	–	±30	±1.5	±5	3	–	–	декомп. $K_U>5$[r]
AD9610	AD	1	50	±18	21	15	–	–	–	2	0.7[o]	100	95	–	3500	18[k]	3.5	±50	±2.5	±8	5	–	–	
AD9611	AD	3	5	±6	74	5	–	–	–	3	1	280	270	210	1900	13	1.4	±50	±2.5	±3	5	–	–	
9826	OE	20	50	±15	15	–	–	–	–	2	20	200	10	30	1000	10	–	100	±2.5	±7.5	–		•	гибридный
SL9999	PL	15	18	+12, -5	35	–	•	•	•	–	–	400	200	–	1300	24	–	±50[l]	–	–	–	•	–	"А/Ц драйвер"

[a] См. сноску к табл. 4.1; [b] Входной ток в мкА, при типичном токе обратной связи; [c] нВ/Гц$^{1/2}$ при f = 10 кГц; [d] размах выходного сигнала; [e] число 150-омных (двухполюсный видеокабель) нагрузок для видеосигналов; [f] Е – внешнее; [g] при 1 кГц; [h] K_U = +2500 Ом вх; [i] ±3 В вых; [j] тип., при всех температурах; [k] 0,1%; [l] программируемый; [m] мин/макс. [n] мкВ средн. квадр., от 10 Гц до 100 кГц; [o] выше 5 МГц; [p] VA706 для K = 1; VA708 для K > 3; [q] 0,5 м МГц; [r] 6361 для K = 1; 6365 для K > 25; [t] типичн.

используйте метод горячей/холодной нагрузки. Чтобы вспомнить, как это делается, вернитесь назад и просмотрите разд. 7.19.

Коммерческая конкуренция в отношении усилительных модулей столь же сильна, как и для других ВЧ-модульных компонентов. Законченные усилительные модули выпускают Aertech/TRW, Avantek, Aydin Vector, Hewlett-Packard, Narda, Scientific Communications и Watkins-Johnson. Если требуется построить ВЧ-систему, вы должны хорошо проштудировать каталог и выбрать модули для компоновки системы (рис. 13.16). Потом остается лишь закрепить их все на плате и соединить между собой коаксиальным кабелем.

Широкополосные операционные усилители. Обычно считают, что операционные усилители – низкочастотные устройства, и они недостаточно хороши для работы в области выше 100 кГц или даже 1 МГц. Это в основном верно для того многообразия выпускаемых ОУ, у которых типичная величина f_T лежит в области от 1 до 5 МГц (см. табл. 4.1). Однако как видно из табл. 7.3, имеется класс точных ОУ, у которых произведение усиления на ширину полосы достигает значения 100 МГц или около того. Реально, если допускается смещение напряжения на входе порядка 10 мВ, то можно получить ОУ с величиной f_T, достигающей 1 ГГц. Несколько отличаются ИМС «видеоусилителя», у которых вход и выход заземлены, а усиление постоянно. Это правильные операционные усилители (для определения конфигурации и усиления вы используете внешнюю обратную связь), и их можно использовать как усилители с замкнутым контуром для работы при частоте 100 МГц и более. Для получения хороших характеристик при построении многих таких широкополосных усилителей использовалась технология вертикальных *pnp*-процессов. В отличие от нормальных ОУ, часто встречаются усилители с несимметричным входным импедансом, вызываемым током обратной связи. В табл. 13.2 приведены некоторые из таких быстродействующих устройств.

ЭЛЕМЕНТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СХЕМ

13.09. Соединительные линии

Прежде чем приступать к рассмотрению соединений между схемами, необходимо кратко коснуться вопросов линий передач. Ранее, в главе 9, обсуждались волновое сопротивление и проблема концов линии в связи с передачей цифровых сигналов. Линии передач играют важную роль и в радиочастотных схемах, где они используются как путепровод для сигналов от одного участка к другому внутри схемы и часто к антенному комплексу. Линии передачи представляют собой одно из важных исключений по отношению к основному принципу (см. гл. 1), согласно которому полное сопротивление источника сигналов в идеале должно быть малым по сравнению с сопротивлением нагрузки, создаваемым возбуждаемой цепью, а нагрузка должна иметь входное сопротивление, большее по сравнению с сопротивлением источника, на нее включенного. Эквивалентное правило для линий передач заключается в том, что нагрузка (и, возможно, источник) должна иметь сопротивление, равное волновому сопротивлению линии. Линия в этом случае «согласована».

Линии передач для сигналов не слишком высоких частот (скажем, до 1000 МГц) бывают в основном двух типов: параллельные проводники и коаксиальные линии. Первые обычно представляют собой недорогой облитый «двужильный» провод с волновым сопротивлением 300 Ом, используемый для передачи сигнала от телевизионной антенны к приемнику, а вторые широко используются в виде коротких отрезков с разъемами BNC для передачи сигналов между приборами (рис. 13.17).

В схемах СВЧ-диапазона применяется техника полосковых линий, при которой параллельные проводники линий передачи являются частью рабочей цепи, а на более высоких «микроволновых» частотах (скажем, свыше 2 ГГц) обычные элементы схем и линии передач заменяются резонаторами и волноводами, соответствен-

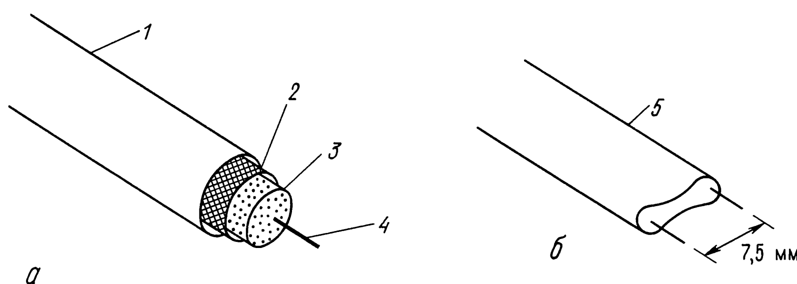


Рис. 13.17.

но. За исключением этих экстремальных частот, в большинстве радиочастотных схем, вероятно, лучше всего выбрать хорошо знакомые коаксиальные кабели. По сравнению с линией из параллельных проводников согласованные коаксиальные линии, будучи целиком экранированными, обладают некоторым преимуществом, поскольку исключают влияние излучения и наводок от внешних сигналов.

Волновое сопротивление и согласование. Линия передачи, в любой своей форме, имеет «волновое сопротивление» Z_0, означающее, что волна, бегущая вдоль линии, имеет соотношение напряжение/ток, равное Z_0. В линиях без потерь Z_0 чисто активное и равно $\sqrt{L/C}$, где L–индуктивность, а C–емкость на единицу длины. Полное сопротивление типичной коаксиальной линии лежит в пределах 50–100 Ом, в то время как линии с параллельными проводниками имеют диапазон сопротивлений 300–1000 Ом.

При работе с сигналами высокой частоты (или с короткими временами нарастания) важно «согласовать» нагрузку с волновым сопротивлением линии. Основными моментами являются следующие: а) линия передачи, заканчивающаяся нагрузкой, имеющей сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, будет передавать импульс в оконечное устройство без искажений; б) сопротивление такой линии конечной длины на любой частоте с любого ее конца равно ее волновому сопротивлению (рис. 13.18).

Это является неожиданным, во-первых, потому, что на низких частотах вы привыкли думать о длинном коаксиальном кабеле как о небольшой емкостной нагрузке, в основном с достаточно высоким (емкостным) импедансом. Кроме того, на низких частотах (длина волны много больше длины кабеля) отсутствует необходимость в согласовании сопротивления линии при условии, что вы можете обеспечить перезаряд ее емкости (обычно 100 пФ на метр длины). Во-вторых, если кабель заканчивается резистором, то он вдруг непонятным образом становится чисто активным сопротивлением при всех частотах.

Несогласованные линии передач. Некоторый интерес представляют несогласованные линии, свойства которых иногда бывает полезно использовать. В линиях, закороченных на конце, образуется отраженная волна противоположной полярности, причем время задержки отраженной волны определяется электрической длиной линии (скорость распространения волны в коаксиальном кабеле составляет примерно 2/3 скорости света в вакууме, так как волна проходит по твердому диэлектрику). Это связано с тем, что в закороченном контуре на конце имеется точка нулевого потенциала и соблюдение этого граничного условия в кабеле требует возникновения волны противоположной фазы на короткозамкнутом конце. Точно так же для разомкнутого кабеля

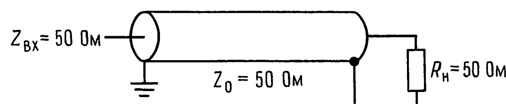


Рис. 13.18.

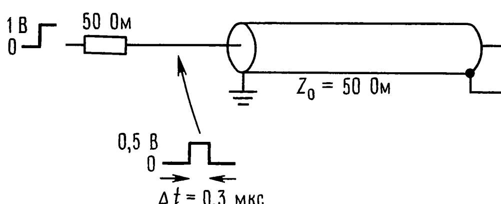


Рис. 13.19. Генерация импульсов с помощью короткозамкнутой линии передач (инвертированное отражение).

(граничные условия нулевого тока на конце) получается неинвертированное отражение с амплитудой, равной амплитуде подаваемого сигнала.

Эти свойства закороченного кабеля иногда используют для генерации коротких импульсов ступенчатой формы. Ступенька напряжения подается на вход кабеля через сопротивление, равное Z_0, причем с другого конца кабель закорочен. На входе кабеля образуется прямоугольный импульс, так как отраженная ступенька гасит входной сигнал; при этом длительность импульса равна времени прохода ступеньки туда и обратно (рис. 13.19).

В кабелях конечной длины с сопротивлением $R \neq Z_0$ также формируется отраженная волна, хотя и меньшей амплитуды. Если $R < Z_0$, то отраженная волна инвертируется, если $R > Z_0$, то не инвертируется. Отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей волны определяется выражением

$$A_{отр}/A_{пад} = (R - Z_0)/(R + Z_0).$$

Линии передач в частотной области. В частотной области согласованная линия передачи с удаленным концом рассматривается как нагрузка, имеющая импеданс Z_0, т. е. если потери в линии незначительны, то линия передачи – чисто активная нагрузка. Физический смысл этого утверждения состоит в том, что раз линия восприняла любую вашу волну, то вся мощность выделится на согласующем резисторе. Это правило независимости от длины кабеля или длины волны. Но когда вы имеете дело с несогласованными линиями, приходится рассматривать поведение линии в частотной области. Так как при данной длине линии навстречу входному сигналу возникает отраженная волна, фаза которой (по отношению к сигналу) зависит от частоты, полное сопротивление со стороны входа зависит от степени несогласования и электрической длины, измеренной в длинах волн.

Так, например, входной импеданс линии, длина которой равна нечетному числу $\lambda/4$ и которая заканчивается на дальнем конце нагрузкой с импедансом $Z_н$, равен $Z_{вх} = Z_0^2/Z_н$. Если нагрузка активная, то и входной импеданс будет активным. С другой стороны, линия, длина которой равна целому числу полуволн, имеет входное сопротивление, равное сопротивлению на ее конце (рис. 13.20).

Наличие в линии передачи отраженной волны не всегда плохо. При работе на одной частоте несогласованной линией можно управлять (с помощью линейного тюнера) путем согласования ее результирующего входного сопротивления, причем потери в линии будут весьма незначительно превышать потери в линии с согласованной нагрузкой (благодаря увеличению напряжения и тока при той же первичной мощности). Но у несогласованных линий свойства меняются на различных частотах (известная «схема Смита» может быть использована для определения полного сопротивления линии передачи и коэффициента стоячей волны (КСВ) – меры амплитуды отраженных волн), что нежелательно для широкополосных и многочастотных применений. В общем следует нагружать линию передач волновым сопротивлением, по крайней мере со стороны приемного конца.

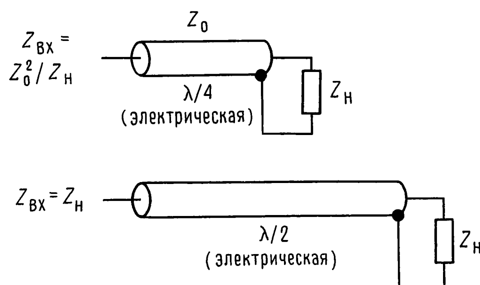


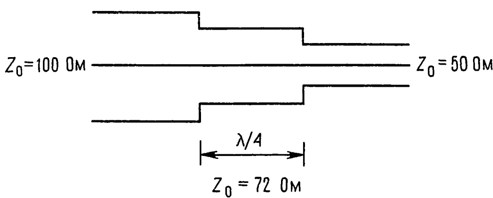
Рис. 13.20.

13.10. Отрезки линий, согласующие устройства и трансформаторы

Есть несколько интересных применений линий передач, в которых либо используются свойства несогласованных отрезков, либо необычным образом используются секции линий общего пользования. Например, четвертьволновые согласующие отрезки, для которых выполняется соотношение $Z_{вх} = Z_0^2/Z_н$. Это выражение можно представить как $Z_0 = \sqrt{(Z_{вх} Z_н)}$. Другими словами, с помощью четвертьволновых отрезков можно согласовать любые два импеданса путем подбора согласующей секции с подходящим волновым сопротивлением.

Аналогично короткие линии передач («отрезки») можно использовать для «настройки» несогласованной нагрузки, располагая «отрезки» поперек или последовательно по отношению к несогласованной линии, точно подбирая при этом длину отрезка, тип его окончания (замкнутый или разомкнутый) и его положение непосредственно вдоль несогласованной линии. В этом случае отрезки работают фактически как схемные элементы, а не как линии передач. При очень коротких волнах использование секций линий передач в качестве элементов схемы – обычное явление (рис. 13.21).

Секции линии передач (или трансформатор из нескольких соединенных между



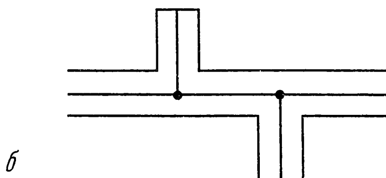


Рис. 13.21. *а* – четвертьволновая согласующая секция; *б* – согласующие отрезки.

собой обмоток) можно использовать для построения "baluns" – устройств, согласующих несбалансированную линию (коаксиальную) со сбалансированной нагрузкой (например, антенной). Есть простые конфигурации, которые создают согласование одновременно с фиксированным преобразованием импеданса (обычно 1:1 или 4:1). Вероятно, самыми удачными схемными элементами, построенными из линий, являются широкополосные преобразователи. Эти устройства представляют собой либо просто несколько витков миниатюрного коаксиального кабеля, либо это пара скрученных проводов, намотанная на ферритовый стержень с соответствующими соединениями. В них отсутствуют высокочастотные ограничения, присущие обычным трансформаторам (вызываемые резонансным сочетанием паразитной емкости и индуктивности обмотки), так как катушка устроена таким образом, что емкость и индуктивность обмотки образуют линию передач, свободную от резонансов. Они могут обеспечивать различные коэффициенты преобразования полного сопротивления с поражающими широкополосными характеристиками (например, от 0,1 до 500 МГц потери составляют меньше 1 дБ) – свойство, не присущее преобразователям, сконструированным на основе простой катушки с индуктивной связью. Преобразователи на отрезках линий в виде модулей выпускаются Vari-L Co., Mini-Circuits Laboratory и многими другими изготовителями. На рис. 13.22 показано несколько примеров преобразователей и трансформаторов, используемых в линиях.

13.11. Резонансные усилители

В высокочастотных схемах, предназначенных для связи или других применений, где рабочая частота ограничена узкой областью, принято использовать настроенные LC-цепи в качестве нагрузки коллектора или стока. Это дает несколько преимуществ: а) большее усиление в одном каскаде, поскольку нагрузка представляет собой высокое полное сопротивление на

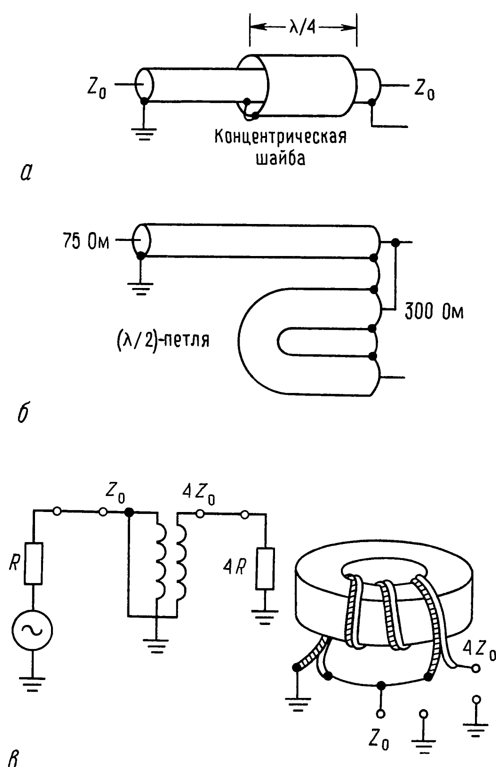


Рис. 13.22. Трансформаторы на линиях передач. *а* – резонансный волновод; *б* – резонансная петля; *в* – трансформатор.

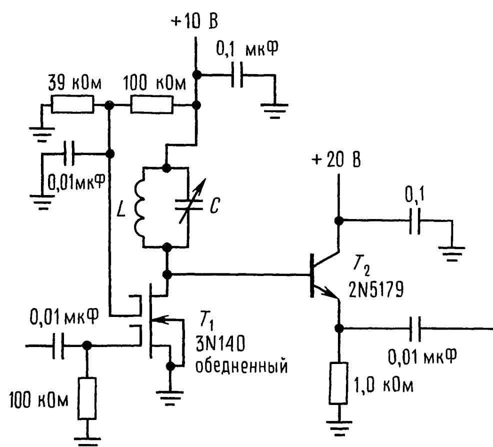


Рис. 13.23. Резонансный усилитель (каскодный) на полевом МОП-транзисторе с двумя затворами.

частоте сигнала ($K_U = g_m Z_н$) и в то же время допускается произвольный ток покоя; б) исключаются нежелательные эффекты емкостной нагрузки, так как контур LC «встраивает» любую емкость, – она становится частью настраиваемой емкости схемы; в) упрощается межкаскадная связь, поскольку от LC-цепи можно делать ответвления или организовывать трансформаторную связь и даже строить резонансные согласованные цепи, как, например, П-образные четырехполюсные фильтры, чтобы получить любое желаемое согласование сопротивлений; г) благодаря частотной селективности настраиваемого контура отсутствуют шумы и сигналы с частотами, не входящими в полосу.

Примеры настраиваемых схем ВЧ. При обсуждении схем связи мы рассмотрим резонансный ВЧ-усилитель в его «естественном окружении». Здесь же мы просто приведем несколько примеров применения настраиваемых контуров в генераторах и усилителях. На рис. 13.23 изображена схема классического резонансного усилителя. Полевой транзистор с двумя затворами обедненного типа позволяет избавиться от эффекта Миллера благодаря использованию нижнего затвора в качестве входного. Когда нижний затвор заземлен по постоянному току, через каскад идет ток I_{CO}. Параллельный LC-контур настраивается на центральную частоту усиления, причем выход отделен от нагрузки с помощью повторителя на T_2. Поскольку на стоке + 10 В, выходной повторитель требует большего коллекторного напряжения. Этот тип схемы имеет очень большое усиление в резонансе, ограничиваемое добротностью Q LC-контура и нагрузкой в виде повторителя.

В схеме, приведенной на рис. 13.24, частота генератора устанавливается с помощью тщательно сконструированного перестраиваемого LC-контура. Эта схема ГПЧ (генератора переменной частоты) применяется в качестве настроечного элемента в некоторых передатчиках и приемниках, а также как источник радиочастотных сигналов изменяемой частоты. В этом генераторе ПТ с $p-n$-переходом обеспечивает необходимое усиление мощности благодаря положительной обрат-

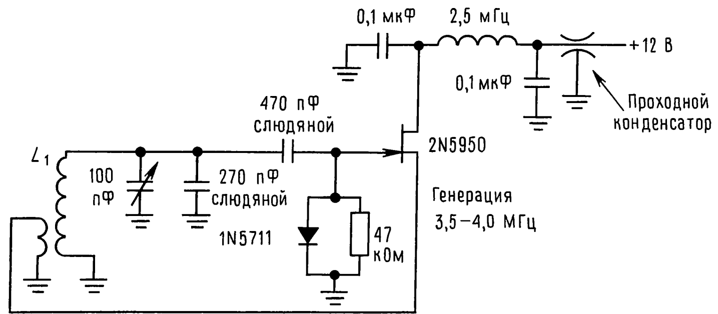


Рис. 13.24. LC-генератор на полевом транзисторе с p–n-переходом.

ной связи от истока через L_1. L_1 имеет несколько меньшее число витков во вторичной обмотке, обеспечивая усиление по напряжению и, следовательно, генерацию. Добавив варикапный диод, который работает как конденсатор с управляемой напряжением емкостью (см. рис. 5.44), вы можете создать такой генератор перестраиваемой частоты. Отметим, что использование на выводах источника питания проходного конденсатора и развязывающего ВЧ-дросселя практикуется почти во всех радиочастотных схемах.

На рис. 13.25 приведена схема усилительного каскада на 200 МГц на транзисторе с общим эмиттером. В этой схеме осуществлена нейтрализация проходной емкости путем задания на вход тока противоположной фазы, компенсирующего ток емкостной связи, протекающий с выхода на вход. $C_{\text{нейтр.}}$ – нейтрализующий конденсатор, подключенный к части коллекторной обмотки, в которой фаза противоположна по отношению к коллекторному напряжению. В этой схеме согласование выходного импеданса с линией также осуществляется автотрансформаторным отводом от коллекторного LC-контура, что является простым, но грубым методом.

Последняя схема (рис. 13.26) представляет собой ВЧ-усилитель на 25 кВт, в котором используется триод с нулевым смещением на заземленной сетке. До сих пор в высокомощных радиочастотных усилителях используются вакуумные лампы, так как полупроводниковые приборы не обладают необходимыми характеристиками (например, триод 8973 имеет выходную мощность 1,5 МВт при 50 МГц!). Конфигурация с заземленной сеткой не требует компенсации. Выходная цепь представляет собой известный П-образный четырехполюсник, подключенный через блокирующий конденсатор C_8. C_9, L_4 и C_{10} образуют четырехполюсник,

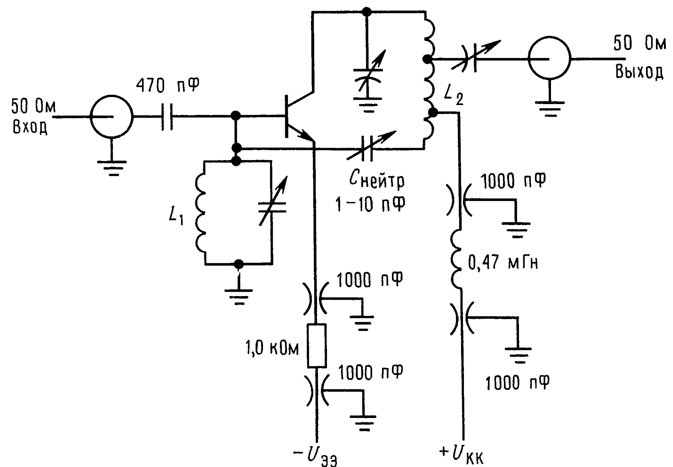


Рис. 13.25. Резонансный ВЧ-усилитель на 200 МГц с нейтрализацией. L_1 – 3 витка на каркасе № 18; внутренний диаметр 6 мм; длина 5 мм; L_2 – 5 1/2 витка на каркасе № 16; внутренний диаметр 8 мм, длина 12 мм.

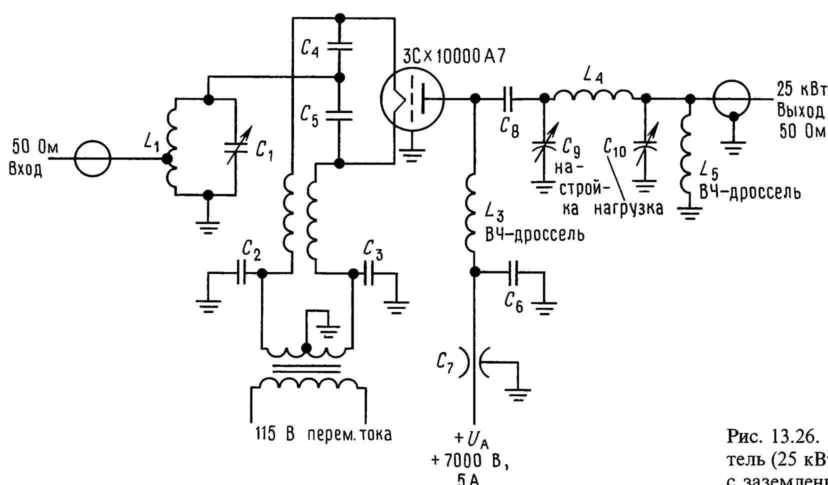


Рис. 13.26. Мощный ВЧ-усилитель (25 кВт на выходе) на триоде с заземленной сеткой.

причем их значения определяются желаемой резонансной частотой, необходимой трансформацией полного сопротивления и добротностью Q нагрузки (Q, или добротность, является мерой остроты резонанса, см. разд. 1.22). ВЧ-дроссель в анодной цепи используется для задания анодного напряжения в соответствии с амплитудой сигнала на рабочей частоте.

13.12. Элементы ВЧ-схем

В радиочастотных (ВЧ) схемах используются специализированные модули нескольких видов, которые не имеют эквивалентов в низкочастотных схемах. Прежде чем описывать ВЧ-схемы, предназначенные для связи, рассмотрим некоторые элементы, широко используемые для генерации и детектирования радиочастотных сигналов.

Генераторы. Если высокая стабильность не важна, то простой *LC*-генератор, о котором только что говорилось, можно успешно применить для получения радиочастотных сигналов с регулировкой частоты в диапазоне октавы и более путем варьирования либо *C*, либо *L* (в последнем случае его иногда называют генератором с изменяемой индуктивностью). Если тщательно спроектировать генератор и внимательно отнестись к деталям конструкции, можно создать генераторы переменной частоты (ГПЧ), у которых дрейф за несколько часов составит менее нескольких миллионных. Такие генераторы полностью удовлетворяют всем требованиям при использовании в приемниках и некритичных передатчиках. *LC*-генераторы могут работать в диапазоне от звуковых частот до сотен мегагерц.

Так же как и усилительные модули, о которых говорилось в разд. 13.08, легкодоступны герметизированные модули генераторов с прекрасными параметрами. В модулях настраиваемых генераторов для управления рабочей частотой от внешнего постоянного напряжения используются варикапы (диоды с емкостью, зависящей от напряжения). В любительском варианте перестраиваемого генератора для частот в области гигагерц в качестве магнитно настраиваемой в резонанс полости используется сфера из железоиттриевого граната (YIG–ЖИГ); ЖИГ-перестраиваемые генераторы обеспечивают высокую спектральную чистоту и линейность настройки. В последнее время при изготовлении недорогих генераторов, обладающих хорошей стабильностью в области гигагерц, используют резонатор в виде диэлектрического шарика, который служит элементом обратной связи для генераторов на полевых транзисторах из GaAs (или биполярных транзисторах). Генераторы с такой «диэлектрической» стабилизацией просты, стабильны и имеют низкий уровень шума.

Высокой стабильностью обладают генераторы, в которых для установки рабочей частоты используются кристаллы кварца. Различные кристаллические резонаторы, свойства которых определяются условиями выращивания, могут обеспечить стабильность порядка 10^{-6} с температурным коэффициентом около 10^{-6} град$^{-1}$. Температурностабильный кварцевый генератор (ТСКГ), в котором для компенсации сдвига частоты колебаний кристалла используется конденсатор с известным температурным коэффициентом, обеспечивает стабильность частоты порядка 10^{-6} в области температур от 0 до +50°С и больше. Предельными параметрами обладают генераторы, у которых кристалл термостатируется. Стабильность по времени и температуре у них достигает приблизительно 10^{-12}. Даже в так называемых атомных стандартах частоты (цезий, рубидий) фактически используют кварц в качестве основного осциллирующего элемента, причем его частота при необходимости регулируется для совмещения с собственными частотами атомных переходов.

Генераторы на кристаллических резонаторах, выпускаемые промышленностью, охватывают область частот от 10 кГц до 100 МГц, т.е. весь диапазон, о котором здесь упоминалось. Имеются даже генераторы в малых корпусах DIP (двухрядные корпуса ИМС) и в корпусах транзисторов типа ТО-5 с логическими выходами. Для кварцованных генераторов возможна лишь незначительная электрическая перестройка, поэтому при заказе генератора или кристаллического резонатора необходимо указывать частоту.

Если требуется одновременно и возможность перестройки, и высокая стабильность, то лучше использовать синтезатор частот. Если приложить некоторые усилия, то он будет генерировать любую нужную частоту при единственном опорном источнике стабильной частоты, обычно кварцевом резонаторе на 10 МГц. Синтезатор, управляемый от рубидиевого эталонного элемента (стабильностью $\approx 10^{-12}$), является превосходным источником сигналов.

Смесители/модуляторы. Схемы, которые формируют на своем выходе произведение двух входных аналоговых сигналов, широко используются в радиотехнике и называются модулятором, смесителем, синхронным детектором или фазовым детектором. Простейшей формой модуляции, как вы скоро увидите, является амплитудная модуляция (АМ), при которой *несущий* сигнал высокой частоты изменяется по амплитуде в соответствии с медленно меняющимся *модулирующим* сигналом. Перемножитель сигналов, очевидно, выполняет при этом свою прямую функцию. С помощью таких схем можно и управлять коэффициентом усиления, если на один из входов подавать управляющее постоянное напряжение. Для этой цели применимы некоторые ИМС, например МС1495 и МС1496.

Смесители – это схемы, которые, имея на входах два сигнала, формируют на выходе сигнал суммы или разности частот этих сигналов. Из тригонометрического уравнения

$$\cos\omega_1 t \cos\omega_2 t = \frac{1}{2}\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2}\cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

видно, что четырехквадратный перемножитель – устройство, выполняющее функцию умножения двух входных сигналов любой полярности, – фактически является смесителем. Если подать на его вход два сигнала с частотами f_1 и f_2, то на выходе появятся сигналы с частотами, равными $f_1 + f_2$ и $f_1 - f_2$. Смеситель, на один вход которого подается сигнал частотой f_0, а на другой – сигнал с полосой, расположенной вблизи нулевой частоты (полоса, ограниченная частотой $f_{макс}$), будет формировать на выходе сигналы с полосой частот, симметричной относительно f_0, меняющиеся от $f_0 - f_{макс}$ до $f_0 + f_{макс}$ (спектр амплитудной модуляции см. в разд. 13.15).

Нет необходимости формировать точное аналоговое произведение для смешения двух сигналов. Фактически при любой нелинейной комбинации двух сигналов будет получаться сумма и разность частот. Возьмем, например, квадратичное

нелинейное преобразование суммы двух сигналов:

$$(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)^2 = \\ = 1 + \frac{1}{2}\cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2}\cos 2\omega_2 t + \\ + \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t.$$

Этот вид нелинейности можно получить (грубо), если два небольших сигнала подавать на прямосмещенный диод. Заметим, что при этом вы наряду с суммой и разностью частот получите и высшие гармоники отдельных сигналов. «Балансным смесителем» называют схему, у которой на выходе формируются только сумма и разность частот, а входные сигналы и их гармоники на выход не проходят. Четырехквадратный перемножитель является балансным смесителем, а нелинейный диод – нет.

Для построения смесителей используют: а) просто нелинейные свойства транзисторов или диодов, обычно диодов Шоттки; б) полевые транзисторы с двумя затворами, причем на каждый затвор подается один сигнал; в) ИМС аналоговых перемножителей типа МС1495, МС1496, SL640 или AD630; г) балансные смесители на трансформаторах и диодных матрицах (выпускаются обычно в виде герметизированных модулей под названием «смесители с двойной балансировкой»). Типичными примерами последних являются распространенные смесители с двойной балансировкой серий MI фирмы Watkins-Johnson, работающие в области частот до 4000 МГц с разделением сигнала от 20 до 50 дБ, или дешевый смеситель (1–500 МГц) SBL-1 Mini-Circuits Lab. Смесители широко используются для генерации радиочастотных сигналов с произвольной частотой; в них допускается сдвиг сигнала вверх или вниз по частоте без изменения его спектра. Кратко опишем их работу.

Из уравнений, приведенных выше, видно, что простой квадратичный смеситель формирует на выходе сигналы одинаковой амплитуды как для суммы, так и для разности частот. В связи (т.е. супергетеродинный радиоприемник), где смесители часто используют для сдвига частотной полосы, иногда требуется подавить один из этих выходных сигналов смесителя. В разд. 13.16 мы видим, как изготовляются смесители с *подавлением зеркальной частоты*.

Умножители частоты. Для генерации сигналов с частотой, кратной входному сигналу, часто применяют нелинейные схемы. Это особенно удобно, если требуется получить очень стабильный высокочастотный сигнал с частотой, превышающей область хороших кварцевых генераторов. Самый распространенный метод – сместить усилительный каскад в область сильной нелинейности, а затем использовать на выходе *LC*-контур, настраиваемый на частоту, кратную входному сигналу. Это можно осуществить, применив биполярные транзисторы, ПТ и даже туннельные диоды. Перемножители типа 1496 на низких частотах могут использоваться как эффективные удвоители, если подать входной сигнал на оба входа и таким образом получить квадрат входного напряжения. Квадрат синусоидальной волны содержит только частоту второй гармоники. Выпускаются и модули удвоителей частоты, в которых использованы балансные смесители; они весьма широкополосны (например, FD25 фирмы Watkins-Johnson принимают сигналы с частотами от 5 до 2400 МГц), так как хорошо подавляют как входную частоту («основную»), так и нежелательные гармоники (обычно 30 дБ). В качестве умножителей используются и такие экзотические приборы, как SNAP-диоды и варикапы. Схемы умножителей частоты должны иметь на выходе настраиваемый контур или же после них должны следовать резонансные усилители, так как обычно в нелинейных схемах генерируется много гармоник входного сигнала.

Аттенюаторы, волноводные тройники, циркуляторы. Существует несколько весьма полезных пассивных устройств, служащих для управления амплитудой и направлением сигналов ВЧ, проходящих между схемными модулями. Все они являются компонентами широкополосных линий передач (или волноводов) и

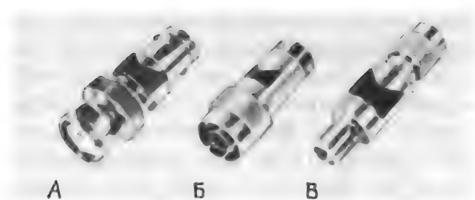


Рис. 13.27. Фиксированные аттенюаторы. (С разр. Merrimac Industries. Inc.) А–BNC. Б–m N. В SMA.

должны вставляться в линии с постоянным сопротивлением, обычно равным 50 Ом. Эти устройства в большом количестве выпускаются в виде модулей.

Простейшим из них является аттенюатор – прибор, предназначенный уменьшать амплитуду сигнала. Аттенюаторы изготовляются либо с большой ручкой управления и точно калиброванными ступеньками ослабления, либо управляемые напряжением. Последние представляют собой просто балансный смеситель, у которого ток управления подается на один из перемножаемых входов. Фиксированные аттенюаторы (рис. 13.27) удобны для снижения уровня сигналов между элементами, смонтированными в виде модулей радиочастотной системы с 50-омным трактом; они также уменьшают любое возможное рассогласование сопротивления. Волноводные тройники (также известные как «разгоны», магические Т, 3-дБ ответвители, равносторонние или ИЗО-Т) – искусно построенная линия передачи с 4 портами (входами-выходами). Сигнал, подаваемый на любой порт, на двух ближайших портах имеет определенный сдвиг фаз (обычно 0 или 180°). Ответвитель, у которого один порт нагружен на волновое сопротивление, называется 3-портовым «разветвителем (собирателем) мощности».

Чтобы сделать разветвитель/собиратель многопортовым, его строят каскадами. Ближайшим родственником ответвителей является устройство связи направленного действия – трехпортовый прибор, в котором небольшая часть проходящей на выход волны ответвляется в третий порт. В идеальном случае на третьем порту нет выхода для волны, идущей в противоположном направлении.

Самыми волшебными свойствами в этой главной группе устройств обладают циркуляторы и вентили-разделители. Благодаря использованию экзотических ферритовых материалов и магнитных полей в них достигается невозможное: передача волны только в одном направлении. Вентиль-разделитель имеет два порта и допускает передачу только в одном направлении. Циркуляторы имеют три или более портов, и они передают входящий на каком-либо порту сигнал только к следующему в ряду порту.

Фильтры. Как будет видно из дальнейшего, при конструировании радиочастотных схем часто бывает необходима частотная избирательность. Хорошим примером избирательной системы может служить простой настраиваемый *LC*-усилитель, у которого острота пика характеристики определяется добротностью *Q* контура *LC*. Эта добротность зависит от потерь в индуктивности и конденсаторе, а также от нагрузки, образуемой присоединенной схемой. Сравнительно высокую добротность, достигающую нескольких сотен, получить довольно легко. На высоких частотах обычные *LC*-цепи заменяются полосковыми линиями, в области микроволн используются полые резонаторы, но основная идея остается той же. При необходимости резонансные схемы можно также использовать для *подавления* определенных частот.

Если необходимо иметь фильтр, пропускающий очень узкую полосу частот без ослабления сигнала с резкими спадами на границах полосы, то такой полосовой фильтр с превосходными свойствами можно создать, используя пьезоэлектрический (керамический или на кристалле кварца) или механический резонатор. Промышленностью выпускаются 8- и 16-полюсные кристаллические фильтры с центральной частотой в пределах от 1 до 50 МГц и шириной полосы от самой маленькой, в несколько сотен герц, до нескольких килогерц. Эти фильтры чрезвычайно полезны для получения высокой избирательности приемников и для вы-

сококачественной генерации модулированных сигналов. Фильтры с поверхностными акустическими волнами (ПАВ) стали популярными и дешевыми недавно. Они тоже могут иметь плоскую характеристику пропускания с очень крутыми краями. Этот очень важный параметр обычно выражается в виде «фактора формы»; например, отношение ширины полосы для −3 дБ к ширине полосы для −40 дБ может достигать величины 1,1. Чаще всего фильтры ПАВ используются в телевизионных приемниках и кабельных системах для ограничения полосы пропускания приемника.

Конечно, если не требуется такая узкая полоса пропускания, можно строить фильтры с увеличенным числом резонансных *LC*-секций. В приложении 3 приведены примеры некоторых *LC*-фильтров верхних и нижних частот.

Детекторы. Извлечение информации из модулированного радиочастотного сигнала основано на детектировании – процессе выделения модулирующего сигнала на фоне «несущей». В зависимости от вида модуляции (АМ, ЧМ, на одной боковой полосе и др.) имеется несколько методов детектирования. Обсуждение этой важной темы мы будем проводить вместе с вопросами организации связи.

13.13. Измерение амплитуды и мощности

Как мы скоро увидим, детектирование АМ-сигнала является просто генерацией напряжения, пропорционального мгновенной амплитуде модулируемого ВЧ-сигнала. Во многих других применениях (радиоастрономия, лабораторные ВЧ-измерения, «нивелировка» сигналов генератора, проектирование фильтров, наблюдения и т. д.), очень важно бывает иметь возможность измерять амплитуду и мощность ВЧ-сигналов. Поэтому, прежде чем переходить к обсуждению организации связи, рассмотрим некоторые касающиеся этого вопроса схемы и методы.

Выпрямление сигналов. В разд. 1.30 мы показали, как использовать простой диод для получения выходного напряжения пропорционального амплитуде сигнала. Мы показали, как компенсировать падение напряжения на диоде с помощью второго диода, обеспечивающего смещение порядка 0,6 В, если характеристика диода еще не имеет резкого изменения. В разд. 4.18 показано, как обойти диодную нелинейность и обеспечить смещение путем включения диода в цепь обратной связи операционного усилителя и формируя таким образом схему точного выпрямления (или выделения абсолютного значения сигнала).

Каждая из таких схем не лишена проблем. Преимуществом простых диодных детекторов является работа в аномально широкой области частот (до ГГц, если правильно подобрать диоды), но они нелинейны при низких уровнях сигналов. Использование диодов Шоттки (основные носители) в некоторой степени помогает, так как прямое напряжение для них ниже. Вы можете значительно улучшить ситуацию, если перед выпрямлением пропустите сигнал через предусилитель (это используется, например, в «детекторе уровня» усилитель/диод UTD-1000 Avantek); однако этот путь ограничивает динамическую область из-за насыщения усилителя (UTD-1000 имеет область 30 дБ и работает на частотах от 10 до 1000 МГц). Активный выпрямитель, наоборот, высоко линеен; но он хорошо работает только в области относительно низких частот и совместно со схемами операционных усилителей. Можно, конечно, использовать быстродействующие ОУ, но все равно вы будете ограничены частотой 10 МГц или около этого.

Синхронное (гомодин) детектирование. Интересным методом, в котором сочетаются динамическая область, точность и быстродействие, является *синхронное детектирование*, также называемое «гомодинным детектированием». В этом методе (рис. 13.28) выходной сигнал выпрямляется путем инвертирования во время какой-либо половины цикла. Это, очевидно, требует чистого сигнала той же частоты, что и детектируемый сигнал, который либо подают извне, либо выра-

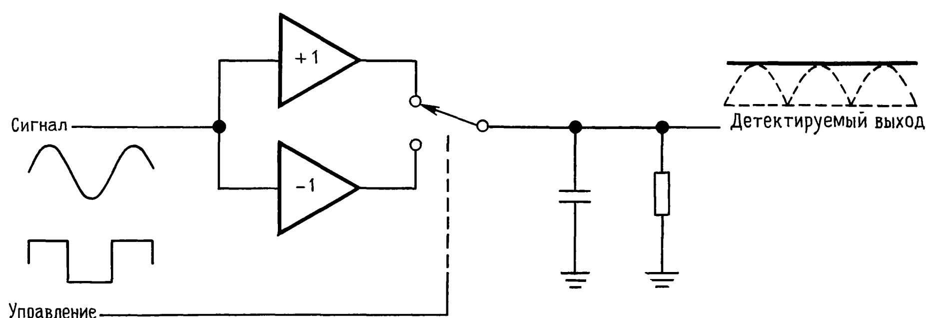


Рис. 13.28. Синхронный («гомодинный») детектор.

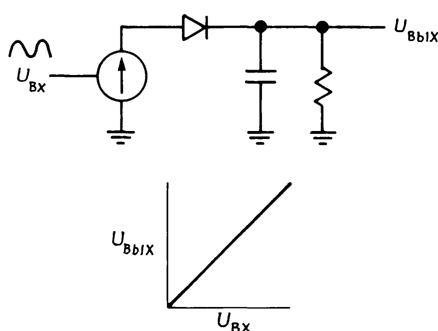


Рис. 13.29.

батывают внутри с помощью системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) (разд. 9.27). Наконец, синхронное детектирование хорошо работает вплоть до нескольких мегагерц; большой недостаток – это нужда в когерентном опорном сигнале. Можно видеть, что это та же схема, что и в разд. 15.15, где она выступает в роли *фазового детектора* (форма, которой мы кратко касались также в разд. 9.27).

Схема с источником тока. Другим решением проблемы диодной нелинейности является переход к управлению выпрямительной схемой с помощью тока, а не напряжения; выход в таком случае нагружается резистивно для получения пропорционального выходного напряжения (рис. 13.29). Хорошее осуществление этой идеи с помощью источника тока на транзисторе, управляемом напряжением, показано на рис. 13.30; характеристики этой схемы приведены на рис. 13.31. Работу ее можно истолковать и так: в отсутствии входного сигнала выход усилителя раз-

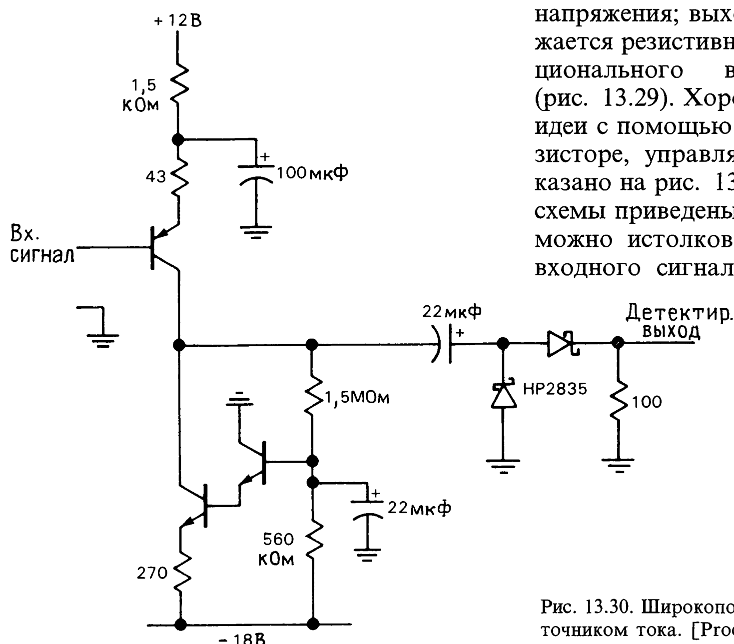


Рис. 13.30. Широкополосный линейный детектор с источником тока. [Proc. IEE, 122. 3, 249 (1975).]

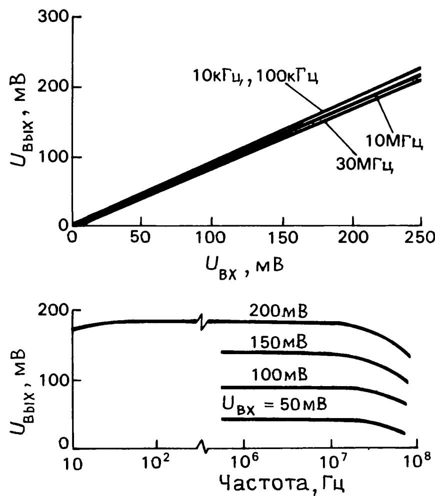


Рис. 13.31. Характеристики широкополосного детектора.

вязывается от выпрямительной цепи, имеющей очень высокое усиление по напряжению (из-за его нагрузки, потребляющей ток); таким образом, чтобы открыть диод, достаточно очень небольшого входного сигнала. Здесь, усиление по напряжению падает до величины $K_U = R_н/(R_э + r_э)$ (в данном случае, $K_U \approx 3$), предотвращая насыщение. Благодаря широкополосному усилителю и быстродействующему диоду, эта схема будет работать в области до 100 МГц и выше.

Диодная компенсация пост-детектированием. Фирма Hewlett-Packard (HP Journal, 10/80) поставляет схемы, показанные на рис. 13.32, в которых так умно используют согласованные диоды Шоттки, что на каждый диод поступает один и тот же сигнал. Поскольку операционные усилители работают на выпрямленных (низкочастотных) сигналах, ширина полосы ограничивается только диодной цепью. Проектировщики этой схемы заслуживают высокой похвалы (они, можно сказать, «трижды молодцы»).

Детекторы с амплитудным слежением. На рис. 13.33 продемонстрирована другая хорошая идея. Чтобы свести на нет неизвестный ток, устранение диодных нелинейностей и смещений осуществляют, используя локально генерируемый сигнал, выпрямленный в симметричной схеме. Обратная связь регулирует амплитуду локального низкочастотного сигнала, делая сбалансированными выпрямленные выходы. Частота сигнала, формирующего нуль, достаточно низка так, что его амплитуда может быть точно измерена с помощью прецизионного выпрямителя на ОУ. При хорошем исполнении эти схемы будут работать линейно с сигналами в несколько милливольт и при частоте вплоть до гигагерц.

Детектирование мощности. Все вышеописанные методы касаются измерений амплитуды высокочастотного сигнала. Но часто бывает, когда нужно реально знать величину мощности. Конечно, для синусоидальной волны имеется простое соотношение, связывающее две величины, $P = U^2_{ср.кв.}/R_н$, т. е. по измеренной амплитуде вы можете рассчитать мощность. Однако, для волны несинусоидальной

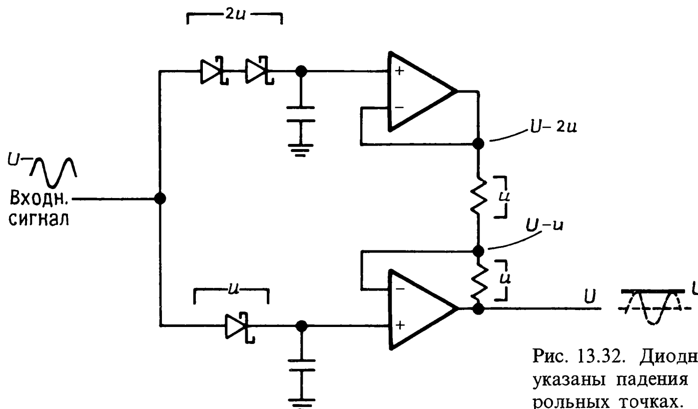


Рис. 13.32. Диодный детектор с самокомпенсацией; указаны падения напряжения и потенциалы в контрольных точках.

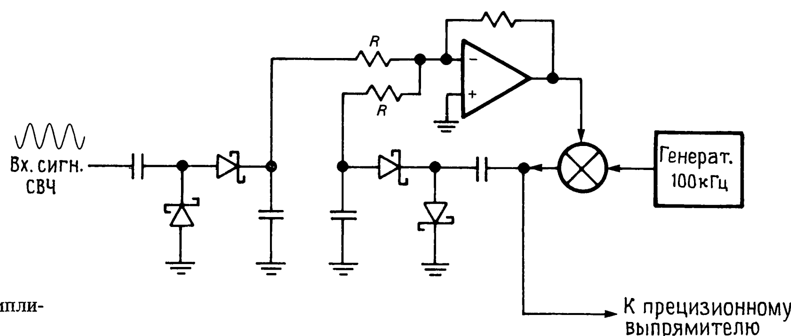


Рис. 13.33. Детектор с амплитудным слежением.

формы правильное измерение мощности может быть сделано только усреднением квадрата фактической формы сигнала напряжения. В языке радиочастотных измерений это означает, что вам необходим «квадратичный детектор».

Существуют некоторые пригодные для этого цифровые методы. Для сигналов с частотой ниже средних хорошо использовать «функциональные модули», например, монолитный преобразователь среднеквадратичного напряжения в постоянное AD637 Analog Devices. В этих устройствах экспоненциальная характеристика диода в цепи обратной связи используется для формирования квадрата входного сигнала, который затем проходит через низкочастотный фильтр и поступает на аналоговую схему, извлекающую квадратный корень. Схема характеризуется прекрасной линейностью, динамической областью и хорошей шириной полосы. Например, AD637 имеет полную ширину полосы 8 МГц, нелинейность 0,02% и динамическую область 60 дБ; у него даже есть логарифмический (дБ) выход.

При частотах выше нескольких мегагерц методы «квадрат/квадратный корень» преобразования среднеквадратичного сигнала не работают из-за неадекватности полосы в цепи операционного усилителя. Однако можно использовать другие методы. На рис. 13.34 представлена простая схема квадратичного детектора с *обращенным диодом*, который есть не что иное, как туннельный диод (разд. 1.06), используемый в нетуннельном направлении (где он имеет нулевое прямое падение напряжения). Мы получили эту схему от радиоастрономов Haystack Observatory и были поражены ее экстраординарной линейностью по мощности (рис. 13.35).

В значительной мере эта квадратичная техника произошла от *болометрических* методов, где входной сигнал (предварительно усиленный) подается на мощный омический нагреватель, температура которого затем измеряется. Поскольку мощность нагревателя точно пропорциональна U^2, этот метод является чисто квадратичным. Примером болометрического модуля может служить LT1088 Linear Technology. В нем согласованная пара омических нагревателей связана с согласованной парой диодов, измеряющих температуру. Входной сигнал подается на один из нагревателей, а обратная связь подключается к опорному нагревателю, диод которого находится при той же температуре. Управляющее напряжение опорного нагревателя является

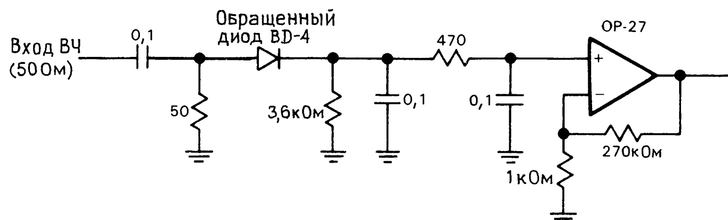


Рис. 13.34. Квадратичный детектор на обращенном диоде. (С разр. Alan Rogers, Haystack Observatory.)

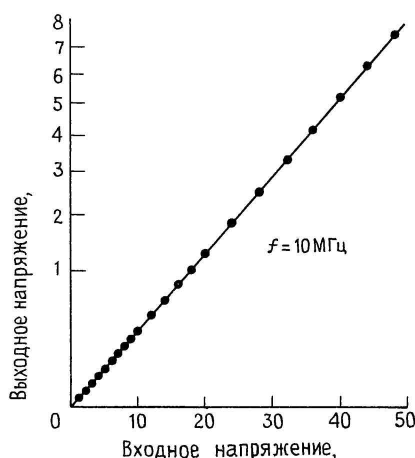


Рис. 13.35. Характеристика квадратичного детектора.

выходным напряжением (рис. 13.36).

Болометрической технике присущи широкополосность и точная квадратичность. Однако динамическая область у болометров ограничена, так как микроскопические количества тепла трудно измерить, а большие нагревы приводят к перегоранию устройства! Например, типовой LT1088 работает от постоянного тока до 300 МГц, но имеет динамическую область всего 25 дБ. Тщательное проектирование болометра дает возможность расширить полосу до СВЧ и увеличить динамическую область. Серии 432-438 болометрических измерителей мощности Hewlett-Packard с использованием набора взаимозаменяемых болометрических датчиков перекрывают область частот от 100 кГц до 50 ГГц. Динамическая область составляет 114 дБ (фактор мощности $2{,}5 \cdot 10^{11}$), от +44 дБ (25 Вт) до −70 дБ (100 пВт), хотя любой отдельный болометр в большинстве случаев имеет область 50 дБ.

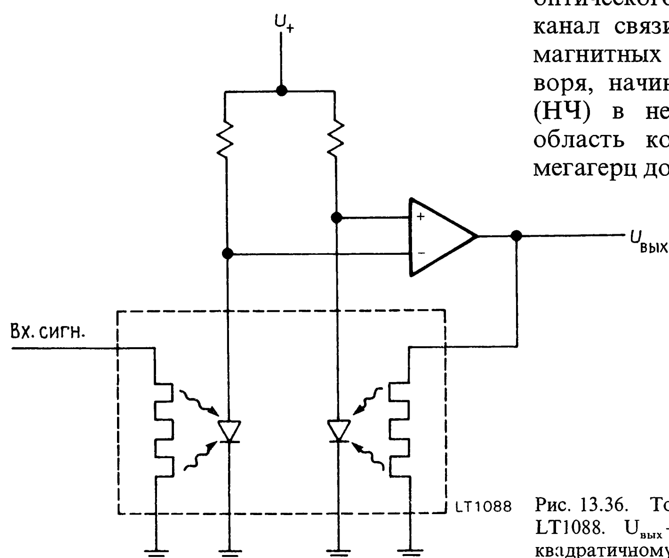


Рис. 13.36. Точный среднеквадратичный детектор LT1088. $U_{вых}$ – пропорциональное точному среднеквадратичному входному напряжению.

РАДИОСВЯЗЬ: АМ

Поскольку ВЧ-диапазон наибольшее применение находит в технике связи, важно разобраться в процессах модуляции и демодуляции сигналов, т. е. как используются радиочастоты при переносе информации от одного места в пространстве к другому. Кроме того, как вы будете себя чувствовать, если не сможете ответить на вопрос, как работает радио, и это после изучения курса электроники?

13.14. Некоторые принципы связи

В теории связи мы говорим о «каналах» связи, т. е. о способе передачи информации от А к Б. Например, каналы могут быть кабельными или в виде линий из оптического волокна. Радиочастотный канал связи охватывает спектр электромагнитных колебаний, который, грубо говоря, начинается с очень низких частот (НЧ) в несколько килогерц, проходит область коротких волн от нескольких мегагерц до нескольких десятков мегагерц

(ВЧ), область очень высоких частот (СВЧ) и сверхвысоких (ультравысоких) частот (УВЧ), доходящих до нескольких сотен мегагерц, и микроволновую область, начинающуюся около 1 ГГц.

Сигнал, содержащий речь, переносится радиочастотным каналом благодаря тому, что он модулирует несущую частоту радиодиапазона. Важно понять, почему вообще это делается так, а не осуществляется прямая передача речи. Для этого имеются две основные причины. Во-первых, если бы информация передавалась в ее естественной полосе радиоволнами очень низких частот (НЧ), то любые два сигнала стали бы перекрываться и служить помехой друг другу; т. е. кодируя информацию несущими частотами, находящимися в разных частях спектра, мы получаем сигналы на многих частотах и, таким образом, устанавливаем одновременно много каналов связи. Во-вторых, одни длины волн более пригодны для генерации и распространения, другие менее. Например, в области от 5 до 30 МГц сигналы обходят Землю вокруг за счет многократных отражений от ионосферы, а в микроволновой области узкие направленные пучки можно формировать с помощью антенн умеренных размеров. Поэтому область ВЧ (коротких волн) используется для связи за линией горизонта, в то время как микроволновая область используется с ретрансляторами в пределах прямой видимости и в радиолокации.

Модуляцию несущего сигнала можно осуществить несколькими путями. Грубо говоря, все методы имеют общее свойство, а именно модулированный сигнал занимает полосу частот, по крайней мере сравнимую с полосой модулирующего сигнала, т. е. полосой посылаемой информации. Таким образом, высокая точность воспроизведения при передаче звука получается при полосе не менее 20–40 кГц безотносительно к несущей частоте. Совершенно немодулированный сигнал имеет нулевую ширину полосы и не передает информацию. Передача низкоинформатированного содержания, как, например, телеграфная связь, занимает относительно узкую часть спектра (возможно, 50–100 Гц), в то время как передача телевизионного изображения требует уже нескольких мегагерц. Следует отметить, что большая информация может переноситься каналом с данной шириной полосы, если отношение сигнал/шум (С/Ш) достаточно высоко. Такое «частотное сжатие» основывается на том, что «емкость канала» равна ширине полосы, умноженной на $\log_2$ (С/Ш).

13.15. Амплитудная модуляция

Начнем с простейшей формы модуляции (АМ), обращая внимание на ее частотный спектр и способы детектирования. Представим простой несущий сигнал, $\cos\omega_н$, изменяемый по амплитуде под действием модулирующего сигнала более низкой частоты, $\cos\omega_М$, в следующем виде:

$$\text{сигнал} = (1 + m\cos\omega_M t)\cos\omega_н t,$$

где m – «индекс модуляции», меньший или равный 1. Раскрыв произведение, вы получите

$$\text{сигнал} = \cos\omega_н + \frac{1}{2}m\cos(\omega_н + \omega_М)t + \frac{1}{2}m\cos(\omega_н - \omega_М)t,$$

т. е. энергия модулированного несущего сигнала сосредоточена на частоте $\omega_н$ и на частотах, отстоящих по обе стороны от $\omega_н$ и $\omega_м$. На рис. 13.37 изображены такой сигнал и его спектр. Здесь глубина (или индекс) модуляции m равна 50%, а две боковые частоты несут каждая по 1/16 доли от энергии, содержащейся в несущем сигнале.

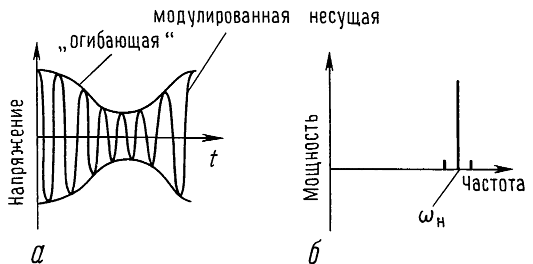


Рис. 13.37. Амплитудная модуляция.

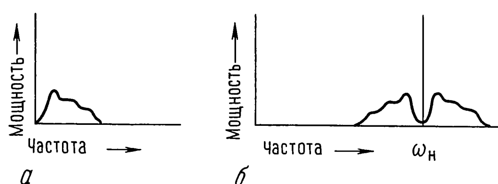


Рис. 13.38. Спектр АМ и полоса частот модуляции (речь). А – модулирующий сигнал. Б – несущая после АМ.

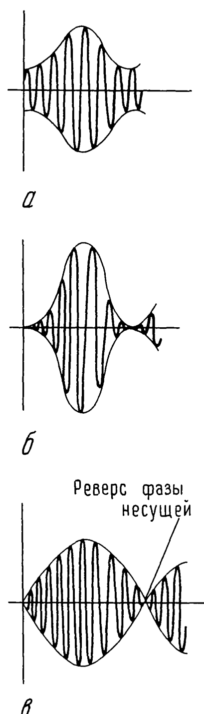


Рис. 13.39. А – 50%-ная модуляция; Б – 100%-ная модуляция; В – перемодуляция.

Если моделирующий сигнал имеет сложную форму волны $[f(t)]$, как, например, речь, то амплитудно-модулированная волна определяется выражением

$$\text{сигнал} = [A + f(t)] \cos \omega_н t,$$

где постоянная величина A должна быть настолько большой, чтобы $A + f(t)$ всегда было положительным. Тогда спектр будет просто симметричной функцией относительно несущей частоты (рис. 13.38).

АМ-генерация и детектирование. Генерация амплитудно-модулированных сигналов радиодиапазона легко осуществляется любым методом, при котором амплитуда сигнала управляется напряжением по линейному закону. Обычно изменяют напряжение питания ВЧ-усилителя (если модуляция осуществляется в выходном каскаде) или используют ИМС перемножителя, например 1496. Если модуляция происходит на каскаде с низшим уровнем сигнала, то все последующие каскады должны быть линейными. Заметим, что при амплитудной модуляции модулирующий сигнал должен иметь постоянное смещение, чтобы он никогда не принимал отрицательное значение. Графически это показано на рис. 13.39.

Простейший приемник АМ (прямого усиления) состоит из нескольких перестраиваемых резонансных ВЧ-каскадов усиления, за которыми следует диодный детектор (рис. 13.40). Усилительные каскады обеспечивают избирательность по отношению к сигналам, отличающимся по частоте, и усиливают входные сигналы (уровень которых бывает порядка микровольт) до уровня, необходимого для детектора. Последний просто выпрямляет

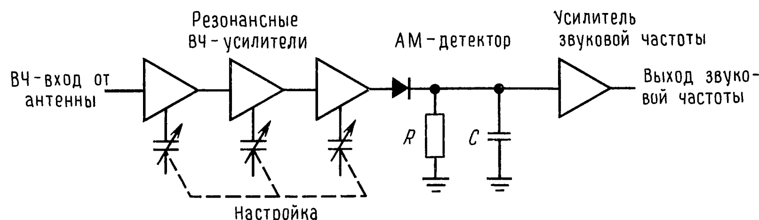


Рис. 13.40.

ВЧ-сигнал, а затем восстанавливает плавную «огибающую» с помощью фильтра низких частот. Фильтр низких частот должен подавлять радиочастоты, в то время как звуковые частоты проходят неослабленными. Эта простая схема, как вы увидите, оставляет желать много лучшего. Фактически она представляет собой простой набор известных элементов.

13.16. Супергетеродинный приемник

Приемники, состоящие из последовательно включенных ВЧ-усилителей, неудобны по нескольким причинам. Во-первых, отдельные каскады должны быть настроены на одну и ту же частоту, что требует либо очень большой координированности в работе с большим количеством ручек или же чрезвычайно точного согласования набора одновременно настраиваемых *LC*-контуров. Во-вторых, поскольку общая частотная избирательность определяется характеристиками всех усилителей в совокупности, форма полосы пропускания будет зависеть от точности настройки каждого усилителя; отдельные усилители не могут иметь столь узкополосную характеристику, как это хотелось бы, так как настройка в этом случае была бы практически невозможна. И поскольку принимаемый сигнал может быть любой частоты в пределах области настройки усилителей, нельзя использовать пьезофильтры для получения плоской полосы пропускания с резкими спадами по краям (крутые «фронты»), что обычно очень нежелательно.

Прекрасное решение этих проблем дает применение супергетеродинного приемника («супергетеродина»), показанного на рис. 13.41. Поступающий сигнал усиливается одним каскадом ВЧ-усилителя, смешивается с сигналом локального генератора (ЛГ), и при этом получается сигнал фиксированной промежуточной частоты (ПЧ), в данном случае равной 455 кГц. После этого следует набор резонансных усилителей с фиксированной настройкой на ПЧ, в которые входят селективные элементы, такие, как пьезокристаллические или механические фильтры. Схема заканчивается детектором и усилителем звуковых частот. Приемник настраивают, изменяя частоту ЛГ, так как любая входная частота смешивается с ней и преобразуется в промежуточную частоту (с точностью до полосы пропускания ПЧ). Вход ВЧ-усилителя должен настраиваться в соответствии и одновременно с ЛГ, но точность настройки не очень существенна. Это делается с целью а) улучшить чувствительность путем усиления на ВЧ с малыми шумами перед смешением и б) отсечь сигналы «зеркальной» частоты. В данном случае зеркальный – это входной сигнал с частотой на 455 кГц выше частоты ЛГ (вспомним, что смеситель вырабатывает сумму и разность частот). Другими словами, в супер-

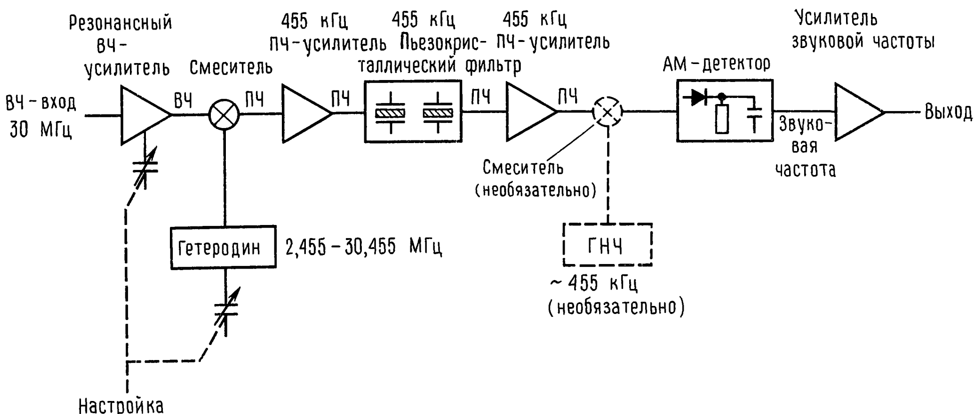


Рис. 13.41. Супергетеродинный приемник.

гетеродинном приемнике смеситель и локальный генератор (гетеродин) используются для сдвига входной (перестраиваемой) частоты сигнала в область фиксированной промежуточной частоты, где усиление и чувствительность максимальны.

Замечания о супергетеродинах. Супергетеродинные приемники имеют еще некоторые особенности. В приведенной схеме показан еще один генератор – гетеродин; его используют при детектировании некоторых неамплитудно-модулированных сигналов (телеграфных, подавление несущей частоты в телефонии, при частотной манипуляции и т. д.). Дополнительные гетеродины используются даже для АМ-детектирования в «гомодинных», или «синхронных», детекторах. Часто приемники имеют не один смеситель (их называют приемниками с «множественным преобразованием»). Использование первой высокой ПЧ улучшает подавление зеркального канала (он сдвинут относительно фактически принимаемого сигнала на удвоенную промежуточную частоту). Более низкая вторая ПЧ облегчает использование фильтров на кристаллических резонаторах с резким спадом характеристик вне полосы пропускания, а третья ПЧ позволяет применять заграждающие фильтры, подобные фильтрам звуковых частот, низкочастотные керамические или механические фильтры, а также «умножающий детектор».

Недавно стало популярным использовать непосредственно преобразование частоты вверх на включенных прямо на вход балансных смесителях (т. е. использовать ПЧ выше частоты входного сигнала), а также фильтры на пьезокристаллах на частоте ~40 МГц ПЧ с последующим детектированием уже без смещения. Такие схемы с однократным преобразованием обладают еще лучшими параметрами при наличии сильно интерферирующих сигналов, и они входят в употребление наряду с выпускаемыми промышленностью очень хорошими кристаллическими СВЧ-фильтрами и смесителями с малыми искажениями, сбалансированными в широкой области и имеющими хорошие шумовые характеристики.

Смесители с подавлением зеркальной частоты. В супергетеродинных приемниках резонансный ВЧ-усилитель служит для подавления сигналов «зеркальной» частоты, которые отделены от нужных сигналов входной ВЧ-полосы удвоением промежуточной частоты (ПЧ). ВЧ-усилитель должен достаточно селективно подавлять зеркальную полосу (т. е. чувствительность его к сигналам этой полосы должна быть много меньше, чем к сигналам входной полосы). Он должен быть настроен, чтобы его полоса пропускания постоянной ПЧ поддерживалась на удалении от полосы ЛГ, поскольку последний служит для настройки приемника.

Есть и другие способы подавления чувствительности к зеркальным частотам, без использования резонансных ВЧ-усилителей. На рис. 13.42 показан смеситель с подавлением зеркальной частоты. Сначала сигнал поступает на пару смесителей, управляемых квадратурными ЛГ («квадратурные» означает, что они сдвигают фазу на 90°); затем сочетание выходных сигналов ПЧ вновь подвергают фазовому сдвигу на 90° в том же направлении. Двойной сдвиг на 90° приводит к сложению для одной стороны полосы и к вычитанию для другой, и таким образом, к аннулированию зеркальной полосы. Изменение полярности на противоположную в результате последнего сдвига фазы на 90° приводит к взаимной замене зеркальной и сигнальной полос. На практике обычно для сдвига фазы и резистивного нагружения неиспользуемого выхода

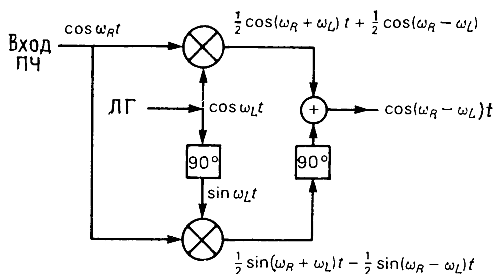


Рис. 13.42. Смеситель с подавлением зеркальной частоты.

в каждом случае используют «4-портовые квадратурные волноводные тройники». Если скомплектовать смеситель с подавлением зеркальной частоты из стандартных широкополосных элементов, то можно ожидать подавления зеркальной стороны полосы примерно на 20 дБ, если работать через одну или две октавы по частоте. Иногда важно иметь возможность быстрого продвижения по частоте (так называемое «частотное сканирование») без настройки ВЧ-усилителя со слежением; в этом случае смеситель с подавлением сигналов зеркальной частоты получается как раз таким, как нужно.

Интересная тонкость: как мы отмечали в разд. 13.12, смеситель может быть выполнен как модулятор и наоборот. Это зависит от того, используете ли вы устройство для преобразования низкочастотной полосы модулирующих сигналов, несущих информацию, в высокие частоты (в этом случае его называют «модулятором») или для перевода модулированной ВЧ-полосы вниз к полосе частот модулирующих сигналов (или по пути предварительно к ПЧ-полосе), где вы демодулируете ее, чтобы выделить исходный модулирующий сигнал (в этом случае называют «смеситель»). Когда осуществляется полный оборот по этому пути, то мы говорим, что сигналы зеркальной полосы приходят с другого бока полосы. Наши два метода подавления зеркальной частоты (ВЧ-фильтр и смеситель с подавлением) становятся двумя классическими методами модуляции одной боковой полосы, называемыми методами «фильтра» и «фазировки». Это может стать более ясным, после прочтения вами следующего раздела (не беспокойтесь, если вы и не сделаете этого, но мы не можем отказаться от попытки разъяснить эту объединяющую идею).

ПЕРЕДОВЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

13.17. Метод одной боковой полосы (SSB)

Из рассмотрения спектра АМ-сигнала с очевидностью вытекает, что можно добиться некоторого улучшения параметров. Большая часть энергии (67% при 100%-ной модуляции) содержится в несущей частоте, не участвующей в переносе информации. Эффективность АМ достигает 33% и то только, если индекс модуляции равен 100%. Поскольку форма импульса голоса обычно имеет большое отношение максимальной амплитуды к средней амплитуде, индекс модуляции АМ-сигнала, передающего речь, чаще всего значительно меньше 100%, хотя можно использовать «компрессию» речевого сигнала для увеличения энергии в боковых полосах). Кроме того, при симметричном расположении боковых полос перенос идентичной информации приводит к возникновению сигнала, занимающего полосу, в два раза превышающую практически необходимую.

Путем небольших ухищрений можно исключить несущую частоту [используем балансный смеситель; напоминаем, что

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2}\cos(A+B) + \frac{1}{2}\cos(A-B)$$

и получить так называемый «сигнал с двумя боковыми полосами и подавленной несущей», или DSBSC. (То же самое получите, если звуковой сигнал умножить непосредственно на несущую частоту, не задавая начального смещения, обеспечивающего постоянное присутствие несущей, как в обычной АМ). Далее, использовав либо пьезокристаллический фильтр с крутыми спадами, либо метод, известный как «фазировка», одну боковую полосу спектра сигнала можно подавить. В «однобоковой» полосе (SSB) сигнал эффективно повторяет спектр речи, сдвинутый в область высоких частот, и этот метод связи широко используется радиолюбителями и промышленными потребителями для создания высокочастотных радиотелефонных каналов. Когда нет речи, то передача сигнала не осуществляется. Чтобы принимать SSB, вам нужны гетеродин и «умножающий детектор», как показано на последней блок-схеме, чтобы вновь получить исчезнувшую несущую частоту.

Спектры модуляции. На рис. 13.43 приведен типичный спектр речевого сиг-

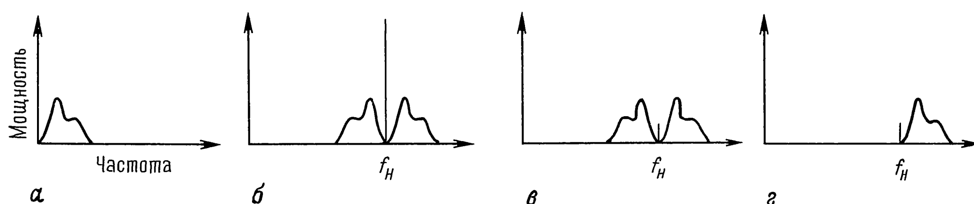


Рис. 13.43. Спектры, при различных типах АМ.

нала при модуляции АМ, DSBSC и SSB. При передаче по типу SSB можно использовать любую боковую полосу сигнала. Отметим, что SSB представляет собой просто звуковой спектр, сдвинутый вверх по частоте на $f_н$. При приеме SSB гетеродин и смеситель комбинируют так, чтобы сдвинуть спектр вниз снова к звуковой частоте. Если гетеродин настроен не совсем точно, все звуковые частоты сдвинутся на величину расстройки. Поэтому от ЛГ и гетеродина в приемниках SSB требуется хорошая стабильность.

Следует отметить, что смеситель (модулятор) всегда рассматривается как схема сдвига частоты, особенно когда он сочетается с соответствующим фильтром для подавления нежелательных выходных сигналов. Когда он используется в качестве модулятора, полоса низкочастотного сигнала сдвигается вверх на частоту несущего сигнала и образуется полоса, симметричная к $f_н$. Если он используется как смеситель, то частотная зона вокруг $f_н$ сдвигается под действием высокой частоты ЛГ вниз до звуковых частот («основной полосы») или до зоны, симмеричной к промежуточной частоте (ПЧ).

13.18. Частотная модуляция

Вместо модуляции по амплитуде, как в АМ, DSBSC и SSB, можно передавать информацию, модулируя частоту или фазу несущего сигнала:

сигнал $= \cos[\omega_н + kf(t)]\,t$ – частотная модуляция (ЧМ),

сигнал $= \cos[\omega_н t + kf(t)]$ – фазовая модуляция (ФМ).

ЧМ и ФМ тесно связаны и иногда их вместе относят к так называемой «угловой модуляции». ЧМ хорошо известна как тип модуляции, используемый в СВЧ радиовещательном диапазоне 88–108 МГц (диапазон УКВ), тогда как АМ используют в полосе 0,06–30 МГц радиовещательного диапазона. Тот, у кого есть настраиваемый ЧМ-приемник, вероятно, обратил внимание на «успокоение» фонового шума при ЧМ-приеме. Это свойство (возрастание отношения С/Ш или увеличение С/Ш канала) и делает широкополосную ЧМ предпочтительнее АМ для высококачественных передач.

Еще о ЧМ: если *девиация* частоты $kf(t)/2\pi$ велика по сравнению с модулирующей частотой (в $f(t)$ сохранены самые верхние частоты), вы имеете «широкополосную ЧМ», как в УКВ радиовещательном диапазоне. Индекс модуляции m_f, равный отношению девиации частоты к модулирующей частоте, в этом случае больше единицы. Широкополосная ЧМ предпочтительнее, так как при правильных условиях приема С/Ш возрастает на 6 дБ при каждом удвоении девиации ЧМ. Правда, при этом увеличивается ширина полосы канала, поскольку сигнал при широкополосной ЧМ занимает приблизительно $2f_{дев}$, где $f_{дев}$ максимальное отклонение несущей частоты. ЧМ-радиовещание в полосе 88–108 МГц использует максимальное отклонение $f_{дев} = \pm 75$ кГц, т.е. каждая станция занимает полосу около 150 кГц. Этим объясняется, почему широкополосная ЧМ не используется, например в АМ-диапазоне средних волн (0,06–30 МГц): в этом случае во всем диапазоне могли бы работать только шесть станций данной радиовещательной зоны.

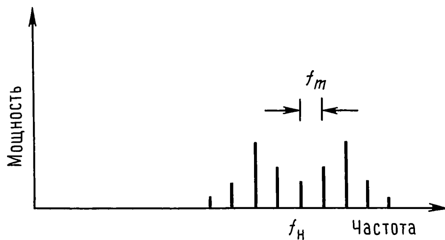


Рис. 13.44. Спектр широкополосной ЧМ.

Спектр ЧМ. Спектр несущего колебания, частотно-модулированного синусоидальной волной, подобен приведенному на рис. 13.44. Многочисленные боковые частоты отстоят от несущей частоты на расстояниях, кратных модулирующей частоте, а их амплитуды определяются функциями Бесселя. Число значащих боковых полос, грубо говоря, соответствует индексу модуляции. Для узкополосной ЧМ (индекс модуляции $m < 1$) имеется только по одной боковой с каждой стороны от несущей частоты. Внешне это похоже на спектр АМ, но если учесть фазу боковых полос, то окажется, что эти волны имеют постоянную амплитуду и переменную частоту, а не постоянную частоту и переменную амплитуду (АМ). При широкополосной ЧМ амплитуда несущей может быть очень малой, что обусловливает высокую эффективность ЧМ; это значит, что большая часть передаваемой энергии содержится в боковых частотах, несущих информацию.

Генерация и детектирование. ЧМ легко получается при изменении параметров элементов настраиваемого контура генератора; варикап (диод, используемый как емкость, управляемая напряжением, (разд. 5.18)) здесь идеален. Другие методы включают в себя интегрирование модулирующего сигнала с последующей фазовой модуляцией. В каждом случае лучше вести модуляцию при малых отклонениях, а затем применить умножение частоты, чтобы увеличить индекс модуляции. Это основано на том, что скорость отклонения частоты не меняется при умножении частоты, в то время как значение самого отклонения умножается вместе с несущей частотой.

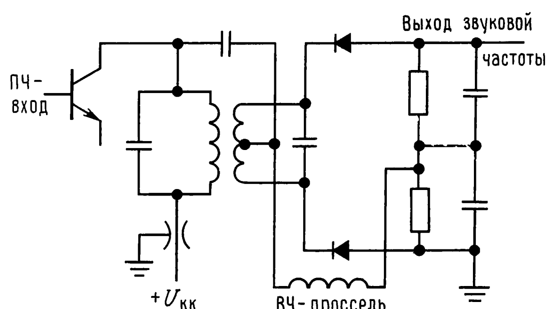
Для детектирования используют обычный супергетеродинный приемник с двумя особенностями. Первая – это наличие ограничителя в оконечном каскаде усиления ПЧ, на этом этапе амплитуда постоянна (насыщение). Вторая – следующий за ограничителем детектор (называемый дискриминатором) должен преобразовывать отклонения частоты в амплитуду. Приведем несколько распространенных методов детектирования.

1. «Детектор наклона» – это всего лишь параллельный контур *LC*, настроенный со сдвигом в одну сторону по отношению к промежуточной частоте; в результате у него получается нарастающая кривая чувствительности в зависимости от частоты во всей полосе ПЧ; при этом ЧМ преобразуется в АМ, а обычный детектор преобразует потом АМ в звуковые частоты. В улучшенных детекторах наклона используется сбалансированная пара *LC*-цепей, настроенных симметрично относительно центральной ПЧ.

2. Детектор Foster – Seely или его вариант «детектор отношений» состоит из одного резонансного контура, подключенного к дьявольски хитроумному диодному устройству для получения на выходе линейной зависимости амплитуды от частоты во всей полосе пропускания ПЧ. Такие дискриминаторы лучше простых детекторов наклона (рис. 13.45).

3. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Это устройство изменяет частоту внутреннего генератора, управляемого напряжением, так, чтобы согласовать ее с частотой выходного сигнала; оно было описано в разд. 9.31. Если на входе его действует сигнал ПЧ, то управляющее генератором напряжение в контуре ФАПЧ линейно зависит от частоты входного сигнала, т. е. его можно использовать как выход звуковой частоты.

4. Усредняющая схема, в которой сигнал ПЧ преобразуется в последовательность идентичных импульсов, имеющих частоту входного сигнала. В результате усреднения этой последовательности импульсов на выходе вырабатывается сигнал, пропорциональный ПЧ, т. е. звуко-



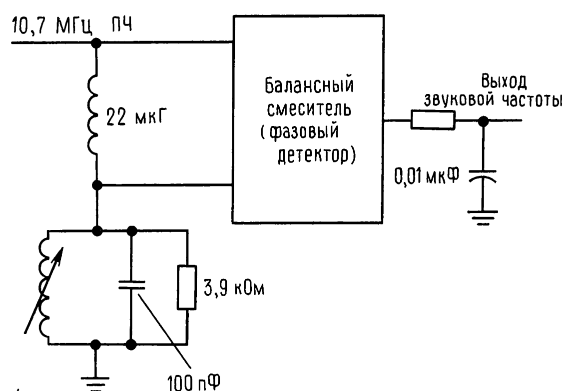


Рис. 13.45. ЧМ-дискриминаторы. А-дробный детектор; Б-балансный квадратурный детектор.

вому сигналу, сложенному с некоторой постоянной составляющей.

5. «Балансный квадратурный детектор» является комбинацией фазового детектора (см. разд. 9.27 и 9.31) и фазосдвигающей цепи. Сигнал ПЧ пропускается через контур, в котором сдвиг фазы меняется линейно с частотой в полосе пропускания ПЧ (*LC*-цепи прекрасно выполняют эти функции). Сдвинутый по фазе и первичный сигналы подаются на фазовый детектор, на выходе которого сигнал изменяется пропорционально относительному сдвигу фаз. Этот выход и является искомым звуковым сигналом (рис. 13.45).

Часто указывают, что ЧМ, если канал имеет достаточное отношение С/Ш, обеспечивает прием с существенно меньшими шумами по сравнению с АМ, где помехи мало уменьшаются с ростом мощности сигнала. Напомним, что это становится ощутимым, если ЧМ-сигналы ограничиваются по амплитуде перед детектированием. В этом случае система становится относительно нечувствительной к интерферирующим сигналам и шумам, которые проявляются как изменения амплитуды, накладываемые на передаваемый сигнал.

13.19. Частотная манипуляция

Передача цифровых сигналов (радиотелетайп, RTTY) обычно осуществляется посредством сдвига по частоте непрерывного несущего сигнала в промежутке между двумя близкорасположенными частотами, соответствующими передаваемым 1 и 0; сдвиг на 850 Гц является типичным значением. Применение частотной манипуляции, в отличие от модуляции типа включен-выключен, чрезвычайно эффективно при большом затухании сигнала, вызываемом изменением условий распространения (радиоволн). Для демодуляции при частотной манипуляции обычно используется дифференциальный усилитель, имеющий на выходах пару фильтров, настроенных на две детектируемые звуковые частоты. Частотную манипуляцию можно представить как цифровую ЧМ. Узкий сдвиг следует применять, чтобы не допустить селективное затухание между двумя частотами сигнала. Однако этот сдвиг не может быть меньше, чем информационная полоса пропускания, необходимая для самого переключаемого сигнала, т. е. меньше скорости передачи в бодах (число битов в секунду), или приблизительно 100 Гц для обычного радиотелетайпа.

13.20. Схемы импульсной модуляции

Имеется несколько методов передачи аналогового сигнала в виде импульсов. Основной принцип, на котором основана дискретная передача аналогового сигнала, выражен в теореме о выборке Шеннона. Согласно этой теореме, форма сигнала с ограниченным спектром полностью описывается выборкой его амплитуд, производимой со скоростью, равной удвоенной максимальной частоте сигна-

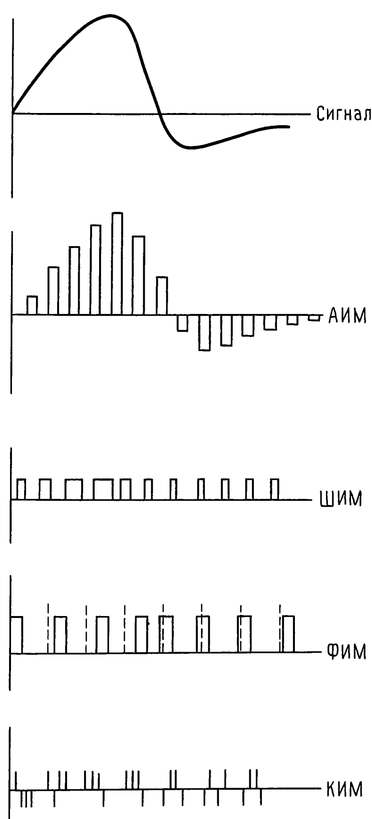


Рис. 13.46. Виды импульсной модуляции.

ла. Таким образом, можно передавать значения амплитуды сигнала (цифровым или другим способом) только в моменты времени, разделенные интервалами $\frac{1}{2}f_{\text{макс}}$ непрерывной модуляции. Несколько методов импульсной модуляции показаны на рис. 13.46.

В амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) последовательность импульсов с амплитудами, пропорциональными сигналу, передается через регулярные промежутки времени. Эта схема полезна для *временнóго разделения* нескольких сигналов при передаче их по одному каналу связи, так как время между выборками может быть использовано для передачи выборки другого сигнала (конечно, при увеличении полосы пропускания). При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) ширина (длительность) импульса постоянной амплитуды пропорциональна мгновенной амплитуде сигнала. ШИМ легко декодируется простым усреднением. В фазово-импульсной модуляции (ФИМ) импульсы постоянной длительности и амплитуды либо задерживаются, либо даются с опережением относительно регулярных меток в соответствии с амплитудой сигнала.

Кодово-импульсная модуляция. И наконец, в кодово-импульсной модуляции (КИМ) мгновенная амплитуда сигнала преобразуется в двоичное число и передается как последовательность битов. На рисунке использован двоичный 4-битовый смещенный код, соответствующий 16-уровневому квантованию. КИМ превосходна, когда нужно осуществить передачу, свободную от ошибок, через каналы с шумами. Поскольку ряд единиц и нулей можно однозначно восстановить в виде правильного цифрового кода, то может быть восстановлена и реплика первичного сигнала. КИМ практически полезна в системах с ретрансляцией, как, например, в трансконтинентальных телефонных каналах, где сигнал должен проходить через большое число станций и усиливаться на своем пути. В любой схеме с линейной модуляцией (AM, ЧМ, SSB) нельзя избавиться от шумов, накапливаемых при прохождении, а в КИМ цифровой код можно восстанавливать на каждой станции. Таким образом, на каждой станции сигнал как бы посылается заново.

Имеются и другие варианты КИМ (известные как кодируемые КИМ), в которых для кодирования квантованных выборок используются другие методы в отличие от простой двоичной последовательности; например, в приведенном примере можно было использовать передачу одного из 16 тонов. Благодаря отсутствию искажений КИМ обычно используется в телеметрии для передачи изображений с космических кораблей. Их также используют для «компакт-дисков» с цифровой записью звука, где выборка каждого стереоканала и преобразование его в 16-разрядное число осуществляются со скоростью 44100 операций в секунду. В

любом применении КИМ скорость передачи бита должна подбираться достаточно низкой, чтобы быть уверенным в малой вероятности ошибки при опознавании бита. Обычно это ограничивает скорость передачи по данному каналу по сравнению с прямой аналоговой модуляцией.

СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ РАДИОЧАСТОТНЫХ СХЕМ

В этом разделе сделана попытка лучше осветить некоторые принципы и методы ВЧ-схемотехники. Здесь нет возможности подробно рассматривать вопросы проектирования и конструирования схем, как это делалось в других главах, и это не является целью книги, представляющей собой лишь общее введение в электронику. Придерживаясь этой позиции, мы хотели бы рассказать о некоторых идеях, которыми обычно руководствуются при построении ВЧ-схем. Главным образом они направлены на уменьшение паразитных индуктивностей и емкостей и освоение схем, размеры которых сравнимы с длиной волны. Не будем пытаться слить эти идеи в связную методологию; рассмотрим лишь некоторые общие приемы.

13.21. Специальные методы конструирования

ВЧ-«дроссели» (небольшие индуктивности – от микрогенри до миллигенри) широко используются в качестве элементов, блокирующих сигнал. Обычно напряжение питания должно подаваться на клеммы корпуса, в котором размещены экранированные «проходные конденсаторы» (параллельный отвод на землю в сочетании с механическими зажимами на противоположных концах), и на ВЧ-дроссель, соединенные последовательно. Отличие состоит в применении ферритовых шайб на выводах транзисторов, ПТ и пр. Их использование связано с тем, что ВЧ-схемы могут генерировать «паразитные» колебания, вызываемые «паразитными» резонансными контурами СВЧ-диапазона, образуемыми самой проводкой. Нанизывание в разных местах нескольких шайб на выводы базы или коллектора увеличивает индуктивность настолько, что можно предотвратить колебания (если вам, конечно, повезет).

Индуктивности играют главную роль в ВЧ-устройствах, поэтому в них часто можно встретить множество открытых катушек и индуктивностей с «настраиваемым сердечником», а также трансформаторов (например, маленькие металлические трансформаторы ПЧ встречаются почти во всех приемных устройствах). Распространены также переменные конденсаторы небольшой емкости с воздушным зазором.

Как сказано выше, ВЧ-схемы устанавливаются в защищенных корпусах и часто имеют внутренние заземленные экраны между частями схемы, чтобы предотвратить их непредусмотренное взаимодействие. Чаще всего схемы строятся на двусторонних печатных платах, где одна сторона используется в качестве заземленной плоскости, или же схемы устанавливаются в непосредственной близости от экранов или других заземленных поверхностей. Землю в ВЧ-диапазоне нельзя делать слабой; вы должны пропаивать экран по всей длине и использовать множество винтов при установке перегородок или крышки.

При построении схем, рассчитанных на особо высокие частоты, абсолютно необходимо выводы компонентов делать как можно короче. Это значит, что выводы резисторов и конденсаторов должны обрезаться почти под самый корень и припаиваться так, чтобы они почти не были видны (компоненты при пайке сильно нагреваются, но они обычно это выдерживают). В области СВЧ и УВЧ часто пользуются керамическими «чипами» конденсаторов, припаиваемых прямо на полоски печатных схем и т. п. вообще без выводов. Если вы используете обычные конденсаторы, то их внутренняя индуктивность может вызывать саморезонансные явления даже при таких низких частотах, как мегагерцы. Для СВЧ вообще более предпочтительно пользоваться широкими проводящими полосами и металлическими лентами, а не обычными проводами, так как при этом уменьшается индуктивность соединений. В этом диапазоне

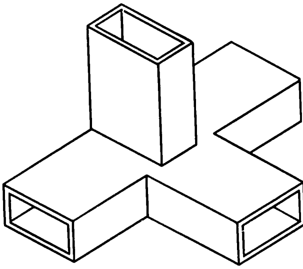


Рис. 13.47. Волноводный ответвитель «магическое Т».

используются полосковые линии и микрополоски, где каждый вывод является сам по себе линией передачи с согласованным импедансом. Действительно, полоски листового металла могут быть использованы как части настраиваемых контуров; для примера посмотрим описание индуктивностей в цепи на 440 МГц (ARRL handbook): «$L_1 - L_3$ включительно – полоска латуни 65 × 6 мм, припаиваемая одним концом к корпусу, а другим – к конденсатору. Отводы входа и выхода отстоят на 12,5 мм от заземленного конца». Конечно, все основные методы в микроволновой технике сводятся к использованию в схемах волноводов и полых цепей с такими экзотическими компонентами, как циркуляторы и «магические Т» (разветвители – см. рис. 13.47).

Что может удивить новичка в ВЧ-устройствах, так это использование измерительных и испытательных приборов в сочетании с методикой «разрежь и попробуй». Широко распространены генераторы качающейся частоты или свип-генераторы (источники ВЧ-сигналов с периодической разверткой по всему диапазону частот), сеточные измерители (для измерения резонансов), мосты для измерения С/Ш и анализаторы спектра, и все это в сочетании с многочисленными экспериментами со схемами. На этих частотах ничего нельзя точно предсказать, поэтому, для того чтобы создать хорошо работающую схему, приходится проводить множество экспериментов по методу проб и ошибок.

13.22. Экзотические ВЧ-усилители и устройства

Известные приборы, такие, как биполярные транзисторы и ПТ, используются и на СВЧ, хотя часто имеют до некоторой степени необычное воплощение. Например, транзисторы, предназначенные для работы в области очень высоких частот, имеют довольно странный корпус с плоскими выводами, служащими для соединения с неизолированными печатными проводниками на плате и исходящими радиально от центра (рис. 13.48). Мы перечислим и такие устройства и схемы, для которых нет аналогов в низкочастотной технике.

Параметрические усилители. В этих устройствах усиление осуществляется изменением *параметра* перестраиваемого контура. Это очень похоже на маятник с грузом, подвешенным на длинной веревке. Предположим, что движение груза представляет собой выходной сигнал. Вы можете создать колебания, мягко толкая груз с резонансной частотой; в обычных усилителях эти «толчки» производятся транзисторами или другими активными приборами. Но имеется другой, совершенно отличающийся метод раскачки, а именно путем подъема и опускания веревки (изменяется ее длина, параметр системы) с частотой, удвоенной по сравнению с естественной резонансной частотой. Попробуйте его (рис. 13.49). Маятник является точным аналогом параметрического усилителя Адлера. В параметрическом усилителе изменяют емкость настраиваемого контура, используя варикап

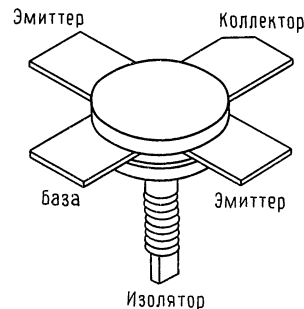


Рис. 13.48.

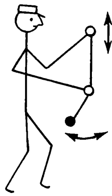


Рис. 13.49. Маятник-аналог параметрического усилителя.

(емкость, управляемую напряжением), который управляется сигналами «накачки». Эти усилители используются в схемах с низким уровнем шума.

Мазеры. Мазер-это аббревиатура: микроволновый усилитель с индуцированным испусканием излучения. В основном это квантовые или атомные или молекулярные усилители, очень сложные в изготовлении и использовании, но в этих усилителях обеспечивается самый низкий уровень шумов.

Полевые транзисторы на GaAs (арсенид галлия). Последнее слово в области микроволновых усилителей. Без особых усилий достигаются такие же характеристики, что и в параметрических усилителях. В настоящее время промышленные ПТ на GaAs выпускаются с усилением 28 дБ при 10 ГГц и с коэффициентом шума 2 дБ. В последнее время появились ПТ на GaAs с низким уровнем шумов – так называемые транзисторы с высокой подвижностью электронов (ВПЭТ). В экспериментальных охлаждаемых усилителях они имеют удивительную характеристику шума (например, 0,12 дБ ($T_ш = 8$ К) при 8,5 ГГЦ).

Клистроны и лампы бегущей волны (ЛБВ). Работа усилительных вакуумных ламп, используемых в микроволновой области частот, клистронов и ЛБВ, основана на эффектах, связанных с временем пролета электронов внутри лампы. Разновидность, называемая отражательным клистроном, работает обычно только в качестве генератора благодаря тому, что в нем электронный пучок отражается обратно в сторону источника электронов. Существуют клистроны с непрерывной мощностью 0,5 МВт на выходную частоту до 2000 МГц.

Магнетроны. Сердце радаров и индукционных печей. Это высокомощная генераторная лампа с маленькими резонансными полостями. При помещении магнетрона в сильное электромагнитное поле электроны внутри резонаторов движутся по спирали.

Диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды (ЛПД или IMPATT) и p-i-n-диоды. Эти экзотические диоды весьма широко используются в СВЧ и микроволновой области. Диоды Ганна-маломощные генераторы частот в пределах 5–100 ГГц, дающие выходную мощность 100 МВт или около этого. ЛПД-диоды, аналогичные по назначению клистронам с мощностью до нескольких ватт при нескольких гигагерцах. Диоды *p-i-n*-типа ведут себя как сопротивления, зависящие от напряжения, и используются для включения и выключения микроволновых сигналов путем закорачивания волноводов.

Варикапы, диоды с накоплением заряда (SNAP-диоды). Варикап-это диод с отрицательным смещением, используемый в качестве переменной емкости для настройки или в параметрических усилителях. Нелинейность характеристики позволяет использовать варикапы и в генераторах гармоник, т. е. как умножители частоты. SNAP-диоды также широко используются для генерации гармоник, поскольку они обладают субпикосекундным временем нарастания.

Диоды Шоттки, обращенные диоды. О диодах Шоттки мы говорили и раньше как о быстродействующих диодах с низким прямым падением напряжения. Их часто используют в качестве смесителей, как и обращенные диоды-разновидность туннельных диодов. Посмотрите разд. 13.13 о применениях прекрасных обращенных диодов (квадратичный детектор).

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ КЛЮЧИ

Те же самые эффекты, которые ограничивают возможности линейных высокочастотных усилителей (ёмкости переходов, ёмкость обратной связи (проходная) с её эффектом Миллера, а также паразитные

емкости в комбинации с конечными сопротивлениями источника и нагрузки), налагают ограничения по скорости и на быстродействующие цифровых схемы. Многие из этих проблем непосредственно конструктора не касаются, поскольку они удачно разрешены при построении самой цифровой ИМС. Трудности возникают при использовании схем ТТЛ, например, только если в конструкции требуются дискретные транзисторы.

Тем не менее часто необходимо знать, как работают быстродействующие переключающие схемы. Например, при работе на внешнюю высоковольтную или сильноточную нагрузку (или нагрузку, требующую ток противоположной полярности) от логического выхода очень легко может ухудшиться быстродействие (например, раз в 100), если при конструировании допустить небрежность. Более того, бывают ситуации, когда используются бескорпусные цифровые логические схемы и вам приходится все делать самому.

Этот раздел мы начнем с рассмотрения простых моделей транзисторов, полезных при расчете схем переключения. На нескольких примерах покажем, как эти модели работают (и как важно правильно подобрать транзистор). В заключение рассмотрим построение транзисторных переключающих схем на примере одной быстродействующей схемы (фотоумножительный предусилитель – дикриминатор).

13.23. Модель транзистора и ее уравнения

На рис. 13.50 изображена ключевая схема на насыщенном транзисторе, включенном инвертором, сигнал на которую подается от источника импульсов с чрезвычайно короткими временами нарастания и спада. $R_И$ – сопротивление источника, $r'_б$ – относительно небольшое внутреннее распределенное сопротивление базы транзистора (около 5 Ом), $C_{кб}$ – наиважнейшая емкость обратной связи (проходная) и $R_К$ – сопротивление нагрузки, имеющей емкость $C_н$. Эффекты, связанные с конечной величиной нагрузочного сопротивления, можно учесть, если считать, что $R_К$ представляет собой суммарное сопротивление при соответствующем пересчете $U_{КК}$. Емкость между коллектором и эмиттером входит в $C_н$, а $C_{бэ}$ не учитывается, поскольку благодаря эффекту Миллера $C_{кб}$ всегда доминирует на входе.

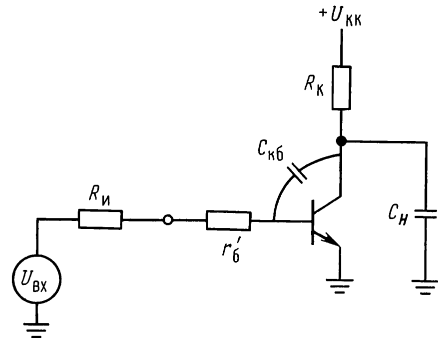


Рис. 13.50.

На рис. 13.51 изображена типичная для этой схемы форма выходного импульса, если на вход ее подается хорошо сформированный отрицательный сигнал. Время нарастания $t_{нар}$ определяется как промежуток между моментами времени, когда значение сигнала равно соответственно 10 и 90% конечного значения. Так же определяется и время спада $t_{сп}$. Особо отметим относительно длительный период рассасывания неосновных носителей в базе $t_{расс}$, который требуется, чтобы транзистор из насыщения перешел в линейное состояние проводимости, по сравнению с соответствующим более коротким временем задержки $t_з$, требующимся

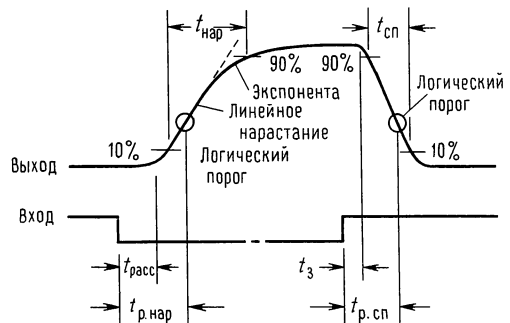


Рис. 13.51. Форма импульса на выходе транзисторного ключа.

для выхода из состояния отсечки. Эти параметры общепринято брать между 10%- и 90%-ными точками. В цифровой логике более полезно знать времена распространения $t_{\text{р.нар}}$ и $t_{\text{р.сп}}$, определяемые как времена от момента изменения состояния входа до момента, когда выходной сигнал проходит через логический порог (соответственно на нарастающем и спадающем фронтах). Для этих величин обычно пользуются другими обозначениями, например, $t^{1,0}_{\text{зд.р}}$ и $t^{0,1}_{\text{зд.р}}$.

Попробуем применить модель схемы для определения времени нарастания и спада в данной цепи. В процессе расчета станет понятным, почему нарастающий фронт выходного сигнала иногда заканчивается по экспоненциальному закону.

Определение времени нарастания. После перехода входного сигнала в состояние низкого уровня и окончания времени $t_{\text{расс}}$ напряжение на коллекторе начинает возрастать. Два эффекта ограничивают скорость нарастания: а) $R_К$ в сочетании с $C_{кб}$ и $C_н$ дают постоянную времени, определяющую экспоненциальный рост напряжения до $U_{КК}$, но б) если скорость этого роста достаточно велика, получающийся в результате ток через $C_{кб}$, выделяясь на сопротивлении источника $(R_И + r'_б)$, вызывает прямое смещение базы, и оно может возбуждать базу, что тормозит рост коллекторного напряжения (отрицательная обратная связь). Если это происходит, то схема оказывается интегратором, а сигнал на коллекторе – линейно нарастающим. В целом (в зависимости от параметров схемы и самого транзистора) импульс на коллекторе сначала имеет линейное нарастание, переходящее затем в экспоненту, как показано на рис. 13.51.

На рис. 13.52 приведены осциллограммы этих эффектов. Вместо *n-p-n*-транзистора мы воспользовались *n*-канальным полевым МОП-транзистором, работающим в режиме обогащения. Он ведет себя также, но бóльшее напряжение отпирания затвора существенно улучшает форму импульсов. Кроме того, полевые МОП-транзисторы не имеют эффектов, связанных с временами рассасывания носителей и задержки, и у них отсутствует постоянный входной ток, при котором все упрощается. На рис. 13.53 приведена схема, в которой импеданс источника сигналов нами намеренно сделан преувеличенным. Заметьте, как емкость обратной связи поддерживает напряжение затвора на уровне порога отпирания во время переключения стока. Обратите внимание также на то, что нарастание сигнала стока изменяется экспоненциально, если $R_С$ велико.

Простой способ расчета поведения схемы состоит в следующем:

1. Рассчитывается скорость нарастания напряжения на коллекторе для «ограничения вследствие интегрирования» с использованием уравнения

$$\frac{dU_К}{dt} = \frac{U_{бэ} - U_{\text{вх.н.у}}}{C_{кб}(R_И + r'_б)},$$

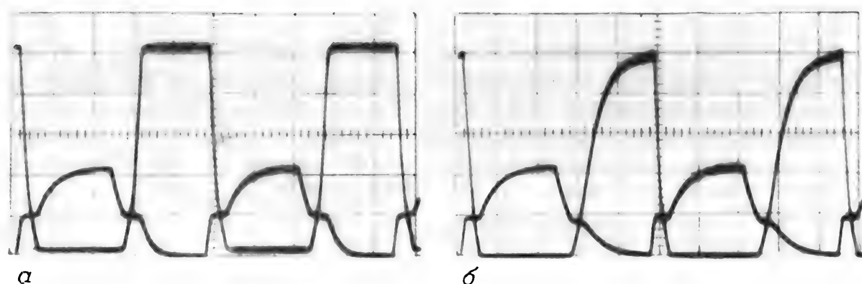


Рис. 13.52. Импульсы переключения напряжений затвора и стока. А – сопротивление стока 10 кОм; Б – сопротивление стока 200 кОм. Видно, как с источником, имеющим преувеличенное сопротивление 100 кОм, динамический эффект Миллера способствует фиксации уровня. Цена деления по вертикали 2 В/дел.; частота сигнала 6 кГц.

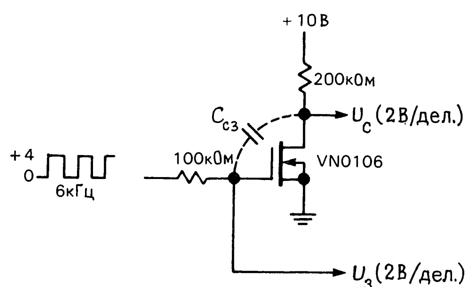


Рис. 13.53.

где $U_{вх.н.у}$ – низкий уровень входного напряжения.

2. Определяется коллекторное напряжение U_x, при котором выходное напряжение переходит от линейного нарастания к экспоненте из уравнения

$$U_x = U_{КК} - \left(\frac{U_{бэ} - U_{вх.н.у}}{R_И + r'_б} + C_н\frac{dU_К}{dt}\right)R_К.$$

С помощью этих лвух уравнений можно вычислить форму переднего фронта коллекторного импульса и время нарастания. Если U_x окажется отрицательным, то это означает, что нарастание коллекторного напряжения носит чисто экспоненциальный характер: емкостная нагрузка преобладает и ток через емкость обратной связи вообще не возбуждает базу. Величина $r'_б$ обычно незначительна.

Упражнение 13.1. Выведите две предшествующие формулы. Указание: для вывода второй формулы приравняйте ток обратной связи, текущий в базу, к току коллекторного резистора за вычетом тока, ответвляющегося в емкостную нагрузку.

Определение времени спада. По истечении короткого времени задержки $t_з$ после перехода входного сигнала в состояние высокого уровня $U_{вх.в.у}$ коллекторное напряжение начинает падать к уровню насыщения транзистора. Произведя несложные расчеты, легко увидеть, что ток коллектора определяется выражением

$$I_К = \left(\frac{U_{вх.в.у} - U_{бэ}}{R_И + r'_б} + C_{кб}\frac{dU_к}{dt}\right)h_{21э} =$$

$$\frac{U_{КК} - U_К}{R_К} - (C_н + C_{кб})\frac{dU_К}{dt},$$

где первое выражение – это ток базы, умноженной на $h_{21э}$, а второе – ток коллектора, определяемый как ток через $R_К$ минус ток, отбираемый зарядом емкости, подключенной к коллектору. Напоминаем, что $dU_К/dt$ отрицательно. После преобразования получим

$$-\frac{dU_К}{dt} = \frac{1}{C_И + (H_{21э} + 1)C_{кб}}$$

$$\left(\frac{U_{вх.в.у} - U_{бэ}}{R_И + r'_б}h_{21э} - \frac{U_{КК} - U_К}{R_К}\right),$$

где первый член в скобках соответствует току управления в цепи базы, умноженному на $h_{21э}$, а второй – току через коллекторный резистор. Теперь вы можете попробовать рассчитать некоторые схемы; вы сможете определить времена нарастания и спада, а также какая емкость доминирует. Сначала, однако, рассмотрим времена рассасывания носителей и задержки.

Времена задержки и рассасывания носителей в базе. Обычно времена задержки очень малы. Главную роль играет постоянная времени, которая определяет снижение заряда емкости базы до $U_{бэ}$ и равна в общем

$$T \sim (R_И + r'_б)(C_{кб} + C_{бэ}).$$

При очень высоком быстродействии влияние постоянных времени транзисторных переходов может оказаться важным.

Гораздо большую роль играет время рассасывания. У транзистора в насыщении заряд накапливается в области базы, и после того, как управляющий сигнал на базе становится близким к потенциалу земли (или даже отрицательным), требуется относительно длительное время, чтобы ранее инжектированные из эмиттера избыточные неосновные носители ушли из базы под действием тока коллектора. Транзисторы сильно отличаются друг от друга по времени рассасывания; это время можно сделать короче, если уменьшить ток базы во время насыщенного состояния и если при запирании подавать обратное смещение на базу,

чтобы обеспечить обратный ток базы, когда транзистор переключается в состояние отсечки. Эти моменты отражены в уравнении для времени рассасывания $t_{\text{расс}}$:

$$t_{\text{расс}} = K \ln \frac{I_{\text{б.нас}} - I_{\text{б.выкл}}}{(I_{\text{К}}/h_{21\text{э}}) - I_{\text{б.выкл}}},$$

где обратный ток базы $I_{\text{б.выкл}}$ отрицателен при токах базы, обеспечивающих «разряд» заряда в базе. Коэффициент K определяется «временем жизни неосновных носителей», которое сильно уменьшается при легировании золотом. Однако такое легирование уменьшает $h_{21\text{э}}$ и увеличивает ток утечки. Этим объясняется высокое быстродействие ТТЛ, а также их низкое напряжение пробоя (порядка 7 В).

Времена рассасывания могут быть очень большими и составлять несколько сотен наносекунд, что примерно на порядок превышает времена задержки при включении. Так, например, распространенный прибор общего назначения 2N3904 имеет максимальное время задержки 35 нс, а время рассасывания 200 нс при стандартных условиях проверки, когда на базу подается отрицательное смещение, равное падению напряжения на двух прямосмещенных диодах. Поскольку времена рассасывания существенно ограничивают быстродействие переключательных схем, приходится применять меры для решения проблемы насыщения. Один из способов заключается в том, чтобы исключить вовсе состояние насыщения у транзистора. Включенный в обратную связь диод Шоттки («связь Baker'a») между базой и коллектором прекрасно выполнит эту задачу, отбирая избыточный ток базы, когда транзистор близок к насыщению и потенциал коллектора ниже, чем у базы. Это предотвращает насыщение транзистора, так как напряжение прямосмещенного диода Шоттки меньше напряжения прямосмещенного перехода коллектор–база. Этот метод использован в ТТЛ-логических схемах с диодами Шоттки (ТТЛ-Ш). Часто небольшой «ускоряющий» конденсатор (25–100 пФ), параллельный резистору

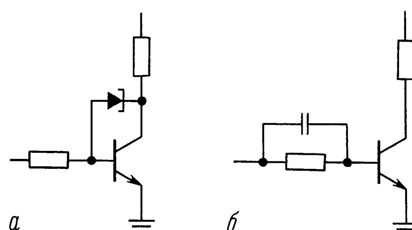


Рис. 13.54. Схемы ключей с повышенным быстродействием. А – с диодом Шоттки; Б – с ускоряющим конденсатором.

в цепи базы, хорошо дополняет этот прием, поскольку способствует уменьшению времени рассасывания, обеспечивая дополнительные импульсы тока, способствующие «разряду» базы, когда транзистор насыщен, а также быстрому нарастанию тока базы, когда транзистор включается. Эти схемы показаны на рис. 13.54.

13.24. Устройства аналогового моделирования

Очевидно, что проектирование как высокочастотных усилителей, так и быстродействующих ключей, сложная тема, особенно при полном наборе эффектов, вызываемых присущими им паразитными емкостями и индуктивностями. Наши упрощенные модели дают возможность хорошо прочувствовать схему, но они часто могут быть неадекватными, если вы попытаетесь выжать максимально удовлетворительные характеристики из усилителей, например, в области ГГц. Традиционное приближение состоит из сочетания более сложного моделирования (подкрепленное значительными расчетами!) и большого количества макетных плат.

Приятные разработки получаются с использованием уже развитых систем автоматического аналогового моделирования, в частности программы, называемой "SPICE" и ее некоторых коммерческих расширений. SPICE (автор L. W. Nagel) моделирует работу вашего опытного варианта схемы (используя библиотеку усложненных моделей элементов), предсказывает коэффициент усиления, искажения,

шумы, частотный отклик и т. д. Вы можете попросить систему показать форму сигнала (напряжения и тока) в любой точке схемы – компьютерный осциллограф! Таким образом, вы можете проигрывать различные варианты вашей гипотетической схемы, увеличить быстродействие конденсаторов, проводить испытания элементов, делать замены в схеме и т. д. Фактически, при хорошем моделировании можно исследовать влияние допустимых отклонений параметров элементов путем либо обычного анализа сбоев, либо проводя более сложную статистическую обработку методом «Монте-Карло». Некоторые программы моделирования выполняют также анализ «чувствительности», который указывает вам элементы, в наибольшей степени определяющие характеристики схемы.

Программы автоматического моделирования недороги и приспособлены для настольных компьютеров так же как и для любой большой вычислительной системы (например, IsSpice фирмы Intusoft или PSpice Microsim). Наибольшее признание получили таблицы соединений ("netlist") – продукт программ создания чертежа схемы ("Schematic capture") (разд. 12.08). Программы моделирования не ограничены проектированием высокочастотных схем. Они применимы и к моделям операционных усилителей, цифровых схем и внутренностей самой ИМС. Хотя SPICE пока доминирует, но уже появилось около дюжины программ моделирования, оптимизированных под конкретные применения.

НЕСКОЛЬКО ПРИМЕРОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ СХЕМ

В этом разделе мы проанализируем работу нескольких простых схем, в основе которых лежат только что обсуждаемые методы.

13.25. Высоковольтный усилитель

Начнем со схемы, изображенной на рис. 13.55. Это простой инвертирующий

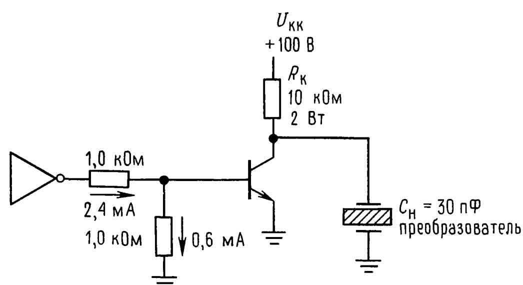


Рис. 13.55

	ТТЛ-выход		Возбуждение базы		
	$U_{вых}$	$Z_{вых}$	$U_{вх}$	$R_и$	2N5965
Высокий	+ 3,0 В	30 Ом	1,5 В	500 Ом	$C_{кб}(10\ В) = 2{,}7$ пФ
Низкий	0,2 В	10 Ом	0,1 В	500 Ом	$h_{21э}(1\ МГц) = 100$

каскад, предназначенный для возбуждения пьезоэлектрического кристалла импульсами 100 В, первоначально генерируемыми ТТЛ-логикой. Параметры выхода ТТЛ и, следовательно, сигнала, подаваемого на базу, приблизительно равны указанным на рисунке величинам. В этих расчетах мы не будем учитывать $r'_б$, которое мало по сравнению с сопротивлением источника.

Время нарастания. Начнем с определения скорости роста коллекторного напряжения на выходе из-за «интегрирования»:

$$\frac{dU_К}{dt} = \frac{U_{бэ} - U_{вх.н.у}}{C_{кб} R_И} \approx 450\ В/мкс,$$

$$\text{откуда } t_{нар} = \frac{0{,}88\, U_{КК}}{dU_К/dt} \approx 180\ нс.$$

Теперь найдем напряжение на коллекторе, при котором процесс напряжения на выходе из линейного переходит к экспоненте:

$$U_х = U_{КК} - R_К\left(\frac{U_{бэ} - U_{вх.н.у}}{R_И} + C_Н\frac{dU_К}{dt}\right) \approx \approx -50\ В.$$

Это означает, что нарастание коллекторного импульса происходит только экспоненциально, так как ток обратной связи ($C_{кб}\, dU_К/dt$) недостаточен, чтобы задержать переход базы в состояние проводимости, задаваемое состоянием источника. Постоянная времени для коллекторной

цепи равна $R_К(C_н + C_{кб})$, или 0,33 мкс, а время нарастания (по уровню от 10 до 90%) равно 2,2 постоянной времени, т. е. 0,73 мкс. Отсюда ясно, что преобладающим в нарастании оказывается влияние коллекторного сопротивления и ёмкости нагрузки.

Время спада. Для анализа спада используем формулу, полученную ранее, и найдем:

$$-\frac{dU_К}{dt} = \frac{1}{C_н + (h_{21э} + 1)\,C_{кб}} \times$$

$$\times \left\{ h_{21э}\left(\frac{U_{вх.в.у} - U_{бэ}}{R_И} - \frac{U_{КК} - U_К}{R_К} \right) \right\} \approx$$

$$\approx 530\ \text{В/мкс},$$

$$t_{сп} = \frac{0{,}8\,U_{КК}}{dU_К/dt} \approx 0{,}15\ \text{мкс}.$$

Последний член зависит от $U_К$, но он незначителен по сравнению с первым членом в скобках. Если это не так, то вам придется оценивать эту величину при нескольких значениях коллекторного напряжения, чтобы получить правильную картину формы спада. Здесь следует отметить, что рассчитанное время спада соответствует частоте около 3 МГц и, следовательно, используемая нами величина $h_{21э} = 100$ вполне реальна ($f_T = 300$ МГц). Если рассчитанное время нарастания или время спада соответствует частоте более высокой, чем предполагалось первоначально, то необходимо вернуться и пересчитать время переходного процесса с новым $h_{21э}$, полученным из первой оценки времени переключения. Этот метод последовательных приближений обычно дает удовлетворительный ответ уже на втором этапе.

Форма выходного импульса. Для этой схемы форма коллекторного сигнала соответствует приведенной на рис. 13.56. На положительном фронте преобладает влияние постоянной времени ёмкости нагрузки и коллекторного сопротивления, в то время как на спаде больше сказывается ёмкость обратной связи в сочетании с сопротивлением источника. Другими словами, напряжение на коллекторе падает с такой скоростью, что ток через ёмкость обратной связи почти достаточен, чтобы подавить отпирающий ток базы и вывести базу из состояния проводимости. В наших допущениях мы всюду считали, что фронты импульса на выходе ТТЛ много короче, чем на выходе нашей схемы. Обычно времена нарастания и спада ТТЛ равны ~ 5 нс, что соответствует нашему предположению.

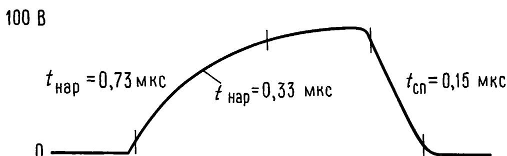


Рис. 13.56.

13.26. Усилитель с «открытым коллектором» при работе на шину

Предположим, мы хотим организовать с помощью схем с открытым коллектором управление шиной ТТЛ с выхода *n*МОП-схемы. Это можно осуществить, используя *n–p–n*-инвертирующий каскад, как показано на рис. 13.57. *n*МОП-прибор, работающий от +5 В (см. разд. 9.09), имеет малую нагрузочную способность, поэтому необходимо, чтобы резистор базы был велик. Для того, чтобы подчеркнуть эффекты, связанные с наличием параметров, подобных $C_{кб}$, мы выб-

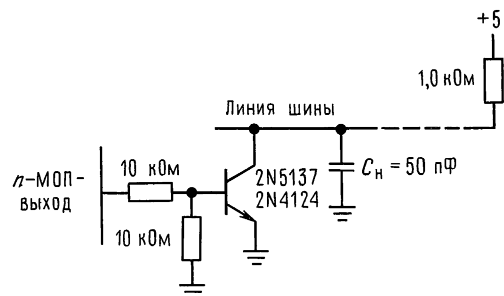


Рис. 13.57.

	МОН-выход		Возбуждение базы	
	$U_{вых}$	$Z_{вых}$	$U_{вых}$	$R_н$
Высокий	+ 3,5 В	1 кОм	1,7 В	5,5 кОм
Низкий	0,0 В	200 Ом	0,0 В	5,1 кОм

	2N5137	2N4124
$C_{кб}$ (10 В)	16 пф	1,8 пФ
$h_{21э}$(1 МГц)	100	100

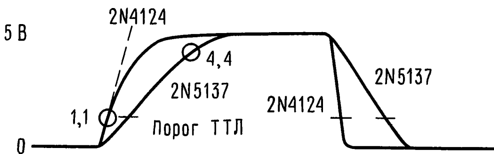


Рис. 13.58.

рали два очень распространенных транзистора.

Время нарастания рассчитывается по приведенной выше методике. Для линейного нарастания вследствие интегрирования имеем:

	2N5137	2N4124
dU_K/dt	8,5 В/мкс	76 В/мкс
$t_{нар}$	470 нс	53 нс

Расчет для экспоненты дает:

	2N5137	2N4124
U_x	4,4 В	1,1 В
Постоянная времени	66 нс	52 нс

Для отрицательного фронта получаем:

	2N5137	2N4124
dU_K/dt	– 11 В/мкс	– 78 В/мкс
t сп	360 нс	51 нс

Выбор транзистора. Ситуация видна из рис. 13.58. Параметры, полученные для 2N5137, полностью определяются действием емкости обратной связи, усиливающимся из-за относительно высокого сопротивления источника сигнала. Переходные процессы для 2N4124, вероятно, оценены чуть-чуть оптимистично, поскольку они соответствуют частоте около 10 МГц, при которой $h_{21э}$, скорее всего, несколько ниже предполагаемого значения.

Интересно измерить время достижения напряжения порога ТТЛ (~ 1,3 В) как основной параметр системы с запуском вентилей ТТЛ шинными сигналами. Если не учитывать времена рассасывания и задержки, то времена достижения порогов ТТЛ будут следующие:

2N5137	Расчетное	Измеренное
$t_{р.нар}$, нс	150	130
$t_{р.сп}$, нс	340	360

2N4124	Расчетное	Измеренное
$t_{р.нар}$, нс	17	30
$t_{р.сп}$, нс	47	52

Времена нарастания и спада, измеренные нами, находятся в разумном согласии с предсказанными по нашей несколько упрощенной модели, за исключением, пожалуй, лишь времени нарастания для 2N4124. Имеется несколько возможных объяснений, почему рассчитанное время нарастания в этом случае получилось слишком малым. В расчетах значение $h_{21э}$ бралось при 10 МГц, в то время как время нарастания 17 нс не соответствует более высоким частотам и, следовательно, более низким значениям $h_{21э}$. Кроме того, практические измерения для этого транзистора дают $C_{кб} = 2{,}2$ нФ при 10 В и $C_{кб} = 3$ пФ при 2 В. Любопытно, что использовавшийся нами 2N5137 имел реально гораздо меньшее значение $C_{кб}$ (~ 5 пФ), чем указанное в паспорте, и поэтому нам пришлось добавить небольшой конденсатор в схему, чтобы «довести» $C_{кб}$ до «паспортной величины». Это, скорее всего, означает, что технологический процесс изменился уже после публикации данных о параметрах транзистора.

Упражнение 13.2 Проверьте результаты расчётов для $dU_к/dt$ (нарастание и спад) и U_x.

Снижение питания до + 3 В. Заметим, что время достижения порога ТТЛ при переходе из состояния ВЫСОКОГО уровня к НИЗКОМУ гораздо больше, чем при обратном переходе, даже если скорости нарастания и спада выходного сигнала (в случае схемы на 2N4124) почти одинаковы. Это связано с тем, что пороговое напряжение ТТЛ расположено несиммет-

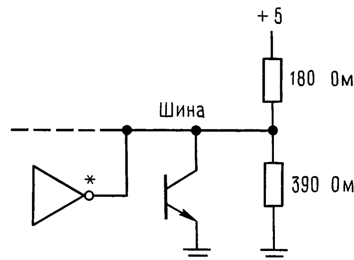


Рис. 13.59.

рично между + 5 В и землей, и поэтому коллекторное напряжение на спаде для достижения порога должно измениться на бо́льшую величину. По этой причине шины ТТЛ часто подключаются к источнику + 3 В (для этого иногда используют пару последовательно соединённых диодов, подключенных к + 5 В), или каждая линия шины может быть подключена к делителю напряжения, как показано на рис. 13.59.

Упражнение 13.3. Рассчитайте время нарастания и спада и время задержки распространения для 2N4124, управляющего описанной выше шиной с $C_н = 100$ пФ. Результат изобразите графически.

13.27. Пример схемы: предусилитель для фотоумножителя

В гл. 15 будут рассмотрены так называемые фотоэлектронные умножители (ФЭУ), устройства, широко используемые в качестве детекторов света, сочетающих высокую чувствительность с высоким быстродействием. Фотоумножители находят применение и там, где измеряется не собственно световое излучение, как, например, в качестве детекторов частиц высоких энергий, в которых кристалл сцинтиллятора при бомбардировке его частицами дает световые вспышки. Чтобы полностью использовать все возможности фотоумножителей, необходим зарядово-чувствительный быстродействующий дискриминатор – схема, которая генерирует выходной импульс при условии, что импульс заряда на входе превышает некоторый порог, соответствующий детектируемым световым фотонам.

На рис. 13.60 приведена схема быстродействующего предусилителя для фотоумножителя и дискриминатора, в которую входит ряд высокочастотных и переключательных устройств, обсуждаемых в этой главе. На выходе фотоумножитель выдает отрицательные импульсы зарядов (электроны отрицательны), причем длительность каждого импульса равна 10–20 нс. Импульсы большой амплитуды соответствуют детектируемым фотонам (квантам света), но имеется также и множество малых импульсов, которые возникают из-за шумов в самой фотоумножительной трубке и которые возникают должны отсекаться дискриминатором.

Описание схемы. Схема начинается с инвертирующего выходного усилителя ($T_A - T_C$), у которого обратная связь по току (и заряду) осуществляется через R_1 и C_1. Входной повторитель имеет малое выходное сопротивление и возбуждает T_B (каскад усиления по напряжению), тем самым снижается влияние емкости обратной связи T_B ($C_{кб}$). Повторитель на выходе блока усиления T_C обеспечивает низкое выходное сопротивление, а T_B – достаточное значение коэффициента усиления. Небольшой положительный импульс на эмиттере T_C соответствует отрицательному заряду, поступившему на вход с ФЭУ; обратня связь по постоянному току стабилизирует выход T_C примерно на уровне $2U_{бэ}$. T_1 смещен как эмиттерный повторитель класса А и обеспечивает низкоомный «мониторный» выход для наблюдения усиленных импульсов с фотоумножителя, поступающих на дискриминатор.

Дифференциальный усилитель на T_2 и T_3 образует дискриминатор: порог сравнения устанавливается потенциометром R_{22}, подключенным к источнику опорного напряжения ($T_е$, работающий в режиме «диодного стабилизатора»), которое изменяется одинаково с входным напряжением покоя $2U_{бэ}$ усилителя. Такое «слежение» за диодным падением напряжения обеспечивается за счет того, что транзисторы $T_А - T_Е$ представляют собой монолитную транзисторную матрицу (CA3046) и все находятся при одной температуре. Транзистор T_4 вместе с T_3 образуют инверсную каскодную схему, обеспечивающую необходимые быстродействие и сдвиг уровня. Два каскада выходных повторителей, построенные на транзисторах с противоположной полярностью T_5 и T_6, чтобы компенсировать смещение $U_{бэ}$, завершают схему.

В этой схеме следует отметить некоторые интересные особенности. Чтобы получить хорошие характеристики по быстродействию, статические токи транзисторов выбираются сравнительно боль-

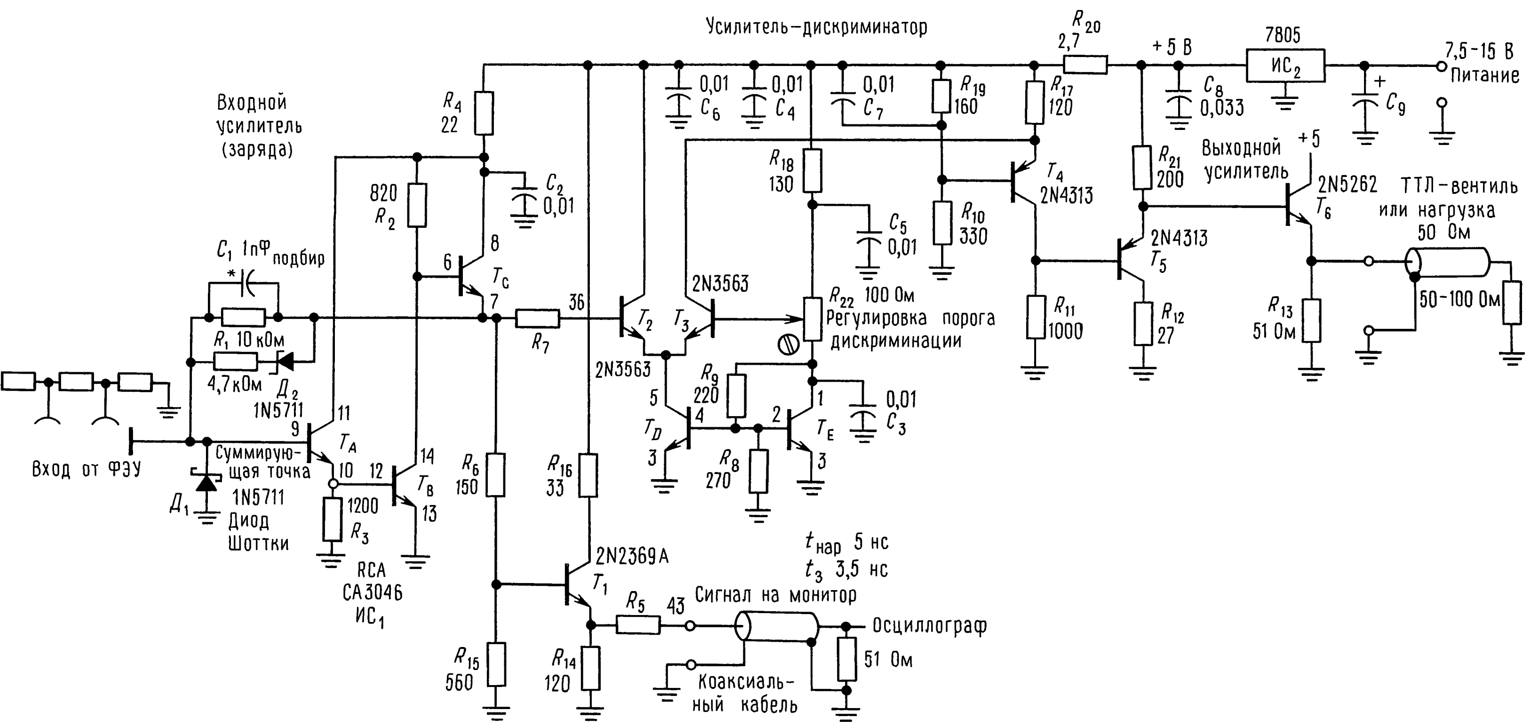


Рис. 13.60. Быстродействующий зарядный усилитель для счета фотонов на фотоумножителе. Входная цепь должна иметь внешнюю «паразитную» емкость по крайней мере 10 пФ; для низкоемкостных входов (< 20 пФ) используют $C_1 = 0,5$ пФ; при емкостях источника, достигающих 100 пФ, используют для C_1 от 1,0 до 1,5 пФ. Фотонный дискриминатор (используется для ФЭУ с высоким усилением); выход для ТТЛ: импульсы 20 нс; 50 Ом; порог 0,1–1,5 пКл, регулируемый; задержка 10 нс, разрешение двух импульсов 30 нс, 100 нс при перегрузке.

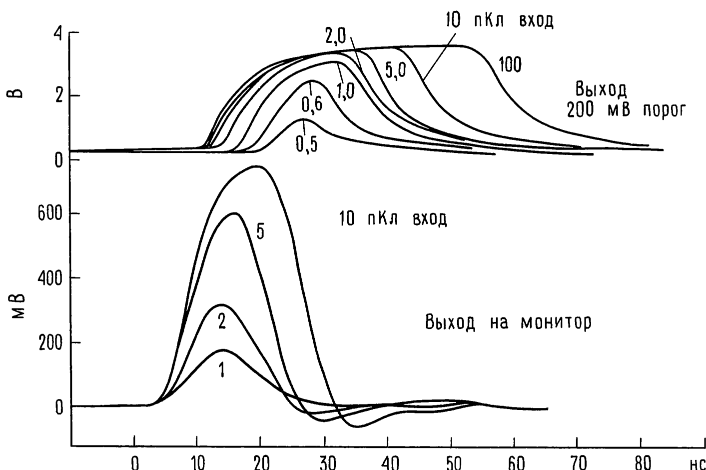


Рис. 13.61. Характеристика импульсов усилителя на рис. 13.60.

шими (дифференциальная пара T_2, T_3 имеет эмиттерный ток 11 мА, ток покоя T_5 равен 20 мА, а выходной транзистор потребляет 120 мА, чтобы обеспечить возбуждение нагрузки в 50 Ом). Заметим, что база каскодного каскада (T_4) шунтирована на U_+, а не на землю, так как его входной сигнал связан с U_+ через R_{17}. В дифференциальном каскаде в качестве источника эмиттерного тока используется токовое зеркало, «отражающее» ток опорного источника, что позволяет согласовать эти параметры схемы. Для снятия перегрузок используются $Д_1$ и $Д_2$. Хотя это и усложнит схему, ограничивающий диод $Д_1$ можно подключить к коллектору T_E (вместо земли), чтобы уменьшить отрицательные выбросы на входе.

Характеристики. На рис. 13.61 показана форма выходных импульсов и зависимость их длительности от величины входных импульсов (измеряемой как количество заряда). Эти выходные импульсы растягиваются при больших перегрузках, но общие характеристики достаточно хороши по сравнению с обычными предусилителями для фотоумножителей.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

13.28. Удачные схемы

Несколько удачных широкополосных схем изображены на рис. 13.62.

Удачные схемы

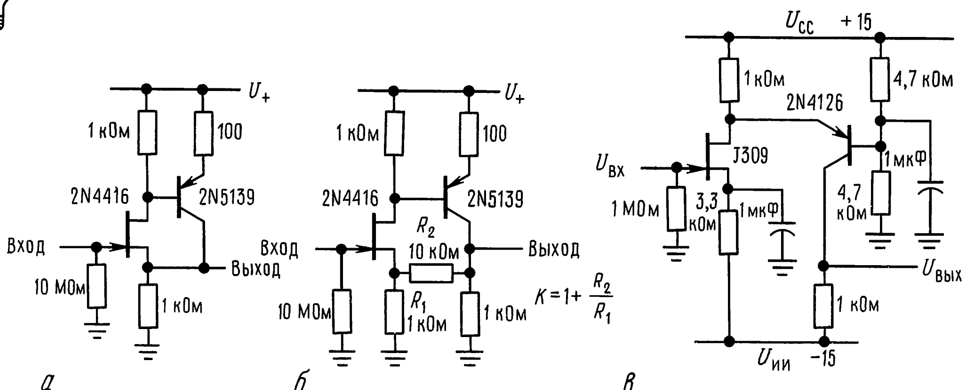


Рис. 13.62. Удачные схемы. А – широкополосный повторитель: высокое Z, малая входная емкость; Б – усилитель: высокое Z, малая входная C; В – малошумящий видеоусилитель с малой входной емкостью (инвертирующий каскод).

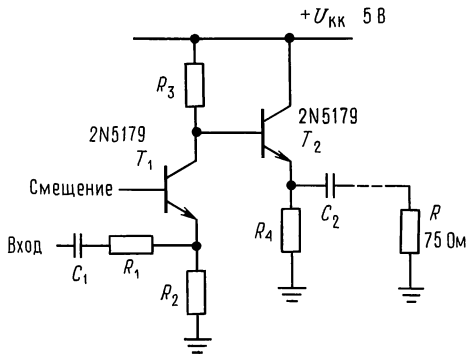


Рис. 13.63.

Дополнительные упражнения. (1) Проработайте детально высокочастотный режим схемы (рис. 13.10), которая кратко описана в разд. 13.05. (а) Начните с повторения расчета частотных характеристик стыка предварительного усилителя и выходного каскада, эквивалентная схема которого изображена на рис. 13.12. Будьте внимательны при определении эквивалентных комплексных сопротивлений. Напишите одному из авторов, если вы обнаружите ошибку! (б) Теперь обратите внимание на то, что высокочастотный спад предварительного каскада начинается на существенно более высокой частоте, чем сопрягающая частота 180 МГц выходного каскада и его возбудителя. Особенно проверьте следующие точки: выходное (эмиттерное) сопротивление каскада T_1, подключенное к емкостной нагрузке (см. рис. 13.11); выход T_2, работающий на почти такую же емкостную нагрузку (поскольку коллектор T_4 не заземлен); эмиттеры T_3 и T_4 и их емкостную нагрузку; коллектор T_4 с его емкостной нагрузкой.

(2) Чему равно сопротивление на входе отрезка коаксиального кабеля, когда (а) на дальнем конце цепь разомкнута и длина составляет 1/4 длины волны при заданной частоте, (б) на дальнем конце цепь короткозамкнута и длина та же при заданной частоте, (в) то же, что и в п. (а), но длина составляет 1/2 длины волны, (г) то же, как и в п. (б), но длина составляет 1/2 длины волны? На результатах, полученных в п. (г), основана так называемая «заглушка», используемая в волноводах.

(3) Подробно решите задачу определения времен нарастания и спада для высоковольтной переключательной схемы (рис. 13.55), которая описывалась в разд. 13.24. Примите для $U_{бэ}$ величину 0,7 В.

(4) Нарастание и спад в шинном возбудителе: рассчитайте времена нарастания и спада для ТТЛ-схемы шинного возбудителя на рис. 13.57, как описывалось в разд. 13.25. Примите $U_{бэ} = 0{,}7$ В.

(5) Постройте видеоусилитель с коэффициентом усиления +5 и спадом частотной характеристики на 20 МГц или выше. Входное сопротивление должно быть 75 Ом, а выходное должно обеспечивать работу на награзку 75 Ом при размахе напряжения 1 В от пика к пику. Здесь хорошо для построения неинвертирующего усилителя использовать на входе каскад с общей базой и эмиттерный повторитель на выходе, как предлагается на рис. 13.63. Если ваша схема подобна этой, то закончите построение схемы выбором рабочих токов, номиналов резисторов и элементов цепей смещения. Конечно, можно использовать, если вы хотите, нечто подобное комбинации дифференциального усилителя с каскодной схемой и повторителем. Помните, что усиление должно быть неинвертирующим, иначе изображение будет обратным.

ГЛАВА 14

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОМОЩНЫХ УСТРОЙСТВ

ВВЕДЕНИЕ

Переносные компактные контрольно-измерительные приборы, регистраторы данных, которые производят измерения на океанском дне, цифровые модемы, использующие для своего питания «ток удержания» телефонной линии,– это только несколько примеров прикладных задач, где желательно (или необходимо) использование технических приемов проектирования маломощных электронных устройств. Среди таких приборов вы часто можете встретить примеры из всех уже рассмотренных разделов этой книги, а именно стабилизированные источники питания, линейные схемы (как на дискретных элементах, так и на ОУ), цифровые схемы (почти неизменно КМОП) и связанные с ними методы преобразования и все в большей и большей степени микропроцессорные схемы значительной сложности. Хотя время от времени мы и рассматривали вопросы потребления мощности и выбирали решения, обеспечивающие компромисс между быстродействием и мощностью (например, при сравнении серий логических микросхем), при проектировании микромощных электронных устройств применяются специальные технические приемы и имеются определенные ограничения. Во всех отношениях для этого требуется специальная глава.

Начнем же мы с рассмотрения такого класса прикладных задач, где желательно или жизненно важно обеспечить малое потребление мощности. Трудно описать все те разнообразные экзотические случаи, где имеется изобилие мощности питания в сети переменного тока, а при этом батарейное питание приборов дает лучшие результаты и более приемлемо. Далее предлагается обзор источников питания, которые имеет смысл применять в маломощных электронных устройствах, начнем же с повсеместно применяемых «гальванических» (неподзаряжаемых) элементов (щелочные, ртутные, серебряные, литиевые) и тесно с ними связанных «аккумуляторных» (подзаряжаемых) элементов (никель-кадмиевые, свинцово-кислотные, «желатиновые» элементы). Мы безжалостно преследовали представителей фирм — изготовителей батарей с целью добывания у них последних новинок технической литературы и, таким образом, мы предлагаем вам действительно очень полезные данные, где дано сравнение батарей по содержанию энергии, характеристикам разряда, влиянию температуры окружающей среды, скорости разряда, условиям хранения и т. д. Наша цель – помочь вам в правильном выборе батареи для вашей прикладной задачи.

Батареи – это не единственные источники питания, которые мы будем рассматривать, далее перейдем к изучению тех «включаемых в розетку» небольших черных пластмассовых модулей, которые поставляются совместно с покупаемыми электронными изделиями. Эти включаемые в розетку блоки замечательны своей дешевизной и представляют собой простые трансформаторы или нестабилизированные источники постоянного тока (трансформатор – выпрямитель – конденсатор) или могут быть полностью законченными стабилизированными источниками постоянного тока; они также могут иметь два или три номинала выходного напряжения. Солнечные элементы полезны в некоторых необычных прикладных задачах, так что мы их также

рассмотрим. Наконец, следует упомянуть и об использовании сигнальных токов; для примера укажем протекающий в телефонной линии постоянный ток или переменный ток через реле, обеспечивающее подключение термостата или дверного звонка, от которых можно питать микромощное оборудование.

Затем мы приступим к рассмотрению вопросов разработки маломощных устройств при той же глубине проработки, как и в остальных частях этой книги, сохраняя сходный порядок изучения предмета, а именно, стабилизаторы и эталонные источники, затем линейная схемотехника (на дискретных элементах и ОУ), цифровые схемы и методы преобразования, и наконец, микропроцессоры и память. Известны, кроме того, технические приемы, которые не применяются при типовом проектировании, как, например, «переключение мощности», когда обычная схема выводится из микромощного режима при подаче постоянного тока в течение крайне коротких интервалов времени; например, на регистратор данных с микропроцессора должно подаваться питание в течение 20 мс через интервалы в 60 с. Мы рассмотрим некоторые из таких приемов и укажем странные ловушки, которые ожидают непосвященных.

Наконец, мы расскажем о конструктивном оформлении разработок, а именно, опишем те небольшие пластмассовые корпуса для приборов, которые наиболее широко применяются и заканчиваются черной крышкой для доступа к батареям. Приборы с малым потреблением мощности, как правило, более просты в конструировании, чем обычные приборы, поскольку они более легкие, не выделяют тепло и отсутствуют такие мелочи, как мощные провода питания, линейные фильтры и плавкие предохранители. Микромощное проектирование является особой областью и доставляет много удовольствий изнуренным конструкторам электронной техники. Больше читайте и изучайте разработки по этой интересной теме (хотя часто этим и пренебрегают)!

Нам неприятно говорить об этом, но при первом чтении главу можно опустить.

14.01. Прикладные задачи с малым потреблением мощности

Мы свели вместе большинство аргументов, которые должны побудить вас использовать приемы проектирования схем с малым потреблением мощности. Они указаны здесь в произвольном порядке.

Портативность. Вы не сможете переносить прибор, если он подключен мощным проводом к прикрепленной к стене розетке. «Он» может быть таким коммерческим изделием, как калькулятор, наручные часы, слуховой аппарат, магнитофон или приемник для туристских походов, радиостанция системы поискового вызова или цифровой универсальный измерительный прибор. Или он представляет собой заказной переносной прибор, например небольшой передатчик, используемый для изучения миграций стад животных или их физиологии. Поскольку сами батареи питания имеют ограниченное содержание энергии, необходимо поддерживать ее расход на низком уровне, с тем чтобы обеспечивались разумный срок службы батареи и приемлемый ее вес. Универсальный измерительный прибор, который функционирует 1000 ч при питании от единственной батареи с напряжением 9 В, будет продаваться лучше, чем конкурирующий прибор, для которого требуются четыре гальванических D-элемента со сроком службы всего 100 ч. Переносной передатчик для изучения миграций животных бесполезен, если он работает всего два дня на свежем наборе батарей. Следовательно, идеи маломощной схемотехники пользуются наибольшим спросом при проектировании предназначенных для переноски приборов. В специальных случаях, а именно для очень маленьких устройств (например, наручных часов), крошечное содержание энергии в автономных батареях предопределяет необходимость применения приемов микромощного проектирования, так как общие токи потребления составляют всего несколько микроампер.

Изоляция. Приборы, питание которых производится от сети переменного тока, не пригодны для некоторых видов «пла-

вающих» измерений при высоких потенциалах. В качестве примера можно привести следующее: вы хотите измерить микроамперные токи пучка заряженных частиц на зажиме + 100 кВ ускорителя частиц. Считайте, что вам повезло, если вы не сможете провести это измерение при обрыве низковольтового конца от земли (как на рис. 4.79), поскольку сетевой трансформатор высоковольтного источника питания является причиной существенного тока частоты 60 Гц, который с этого трансформатора через емкостную связь попадает в источник высоковольтного напряжения (или возможно из-за коронного разряда или других высоковольтовых эффектов утечки, которые добавляют ложный ток, измеряемый на возвратной шине земли). Если вы попытаетесь создать прибор для измерения тока, питание которого осуществляется от сети переменного тока, скажем, на базе дифференциального усилителя, подсоединяемого через прецизионный резистор в высоковольтный проводник, то сам источник питания вашего прибора должен будет иметь специальный сетевой трансформатор питания с номинальным напряжением пробоя изоляционного материала 100 кВ, так что измерительная схема (ОУ, выводы считывания) может находиться под взвешенным потенциалом 100 кВ. Поскольку такой трансформатор практически невозможно найти, то в этом случае хорошо применить прибор, питание которого производится от батареи (или от солнечных элементов, облучаемых потоком света через зазор) и по сути изолированного и от сети питания, и от шины заземления.

В приведенном примере при питании прибора от сети переменного тока возникла и другая проблема, а именно, при проведении измерений в самой схеме наводятся некоторые пульсации с частотой 60 Гц, что происходит вследствие емкостной связи и просачивания токов частоты 60 Гц через сетевой трансформатор питания. Значит этот сетевой трансформатор питания должен бы быть сконструирован специальным образом, с тем чтобы гарантировать малую межвитковую емкость и малые токи утечки. Эта проблема наведенной пульсации 60 Гц может также неожиданно возникнуть и в обычных схемах, где обрабатываются сигналы очень низких уровней, например слабые звуковые сигналы. Хотя такие проблемы можно обычно решить и путем тщательного конструирования, но развязка с помощью питаемого от батареи предусилителя может дать в таких ситуациях реальное преимущество.

Использование маломощных источников. Наборные устройства, модемы, дистанционные системы сбора данных, которые пересылаются через телефонную линию,– это примеры конструкций приборов, которые могут получать питание от тока удержания самой телефонной линии (это постоянное напряжение приблизительно 50 В для режима холостого хода, подаваемое через полное сопротивление 600 Ом; при этом вы должны нагрузить линию таким образом, чтобы постоянное напряжение стало ниже 6 В, а телефонная компания подумала, что вы «подняли трубку» и, следовательно, поддерживала соединение). Подобным же образом в «умных» термостатах систем нагревания часто используют NiCd подзаряжаемые элементы для обеспечения их мощностью постоянного тока, заряд же элементов проводится в течение интервалов времени, когда само реле не активированно имеющимся тогда малым переменным током (обычно трансформатор на переменное напряжение 24 В включается последовательно с катушкой реле с сопротивлением в несколько сотен ом).

Тот же самый трюк питания вашей схемы от сигнальных переменных токов можно также использовать в схемах включения дверного звонка и вообще в любом другом случае, где применяются низковольтовые реле переменного тока. Другой пример отбора мощности из сигнального тока представляет использование «тока контура промышленных систем сигнализации», в которых постоянный ток в диапазоне от 4 до 20 мА (или иногда от 10 до 50 мА) применяется как носитель измерений аналогового датчика в двухпроводной системе. Модули, использующие та-

кой стандарт, в типовом случае допускают падение напряжения от 5 до 10 В; следовательно, это удобный способ питания удаленной контрольно-измерительной аппаратуры от самого сигнального тока.

В этих прикладных задачах в распоряжении имеется источник питания, который вырабатывает токи порядка несколько миллиампер и напряжение несколько вольт, что вполне достаточно для питания относительно сложных маломощных схем. Это, конечно, привлекательно попробовать такие приемы проектирования маломощных устройств с питанием от сигнальных токов, предлагая альтернативу громоздким индивидуальным источникам питания от сети переменного тока.

Последним примером источника питания, который предлагает вам мощность в несколько милливатт, являются солнечные элементы, предназначенные для питания приборов и(или) заряда их батарей. Имеются построенные таким образом наручные часы и дешевые карманные калькуляторы, которые имеют следующие преимущества: а) остаются герметичными и б) соответственно недороги.

Отсутствие в распоряжение мощности. Применение батарейного питания действительно становится насущной необходимостью, когда в распоряжении вообще ничего нет. Примером этого может служить физическая океанография, где вам потребуется развернуть набор датчиков на океанском дне и в течение шести месяцев спокойно регистрировать океанские потоки, осадки, процентное содержание соли, температуру и давление и вдобавок изучать особенности воздействия окружающей среды, когда вынесенные приборы регистрации загрязнений расположены в недоступных местах. При этом обычно желательно обеспечить продолжительное функционирование набора батарей, иногда вплоть до года или больше; следовательно, здесь требуется провести тщательное проектирование микромощных устройств.

Существуют и многие другие ситуации, где в распоряжении имеется мощность переменного тока, но использовать ее неудобно. Примерами подобных ситуаций в быту могут служить детекторы задымления и настенные часы.

Минимизация выделения тепла. Схемы, построенные на цифровых элементах серий с технологией ЭСЛ или Шоттки, могут легко рассеивать 10 или более ватт на плату, и аппаратура, состоящая из нескольких таких плат, требует интенсивного воздушного охлаждения. Но с другой стороны, более современные высокоскоростные семейства логических КМОП-схем (с такими названиями, как 74AC*xx* и 74ACT*xx*) предлагают рабочие характеристики, сравнимые с их продвинутыми аналогами по Шоттки-технологии, но при незначительном потреблении мощности в статическом режиме и значительно пониженной мощностью потребления в динамическом режиме (рис. 8.19 и 9.2). Это означает возможность применения источников питания меньшего размера, герметичных корпусов, свободных от грязи (так как нет вентилятора), а также большую долговременную надежность.

Те же самые соображения применимы и при проектировании линейных схем, при этом малое потребление мощности всегда желательно и об этом помнят почти в любой прикладной задаче, даже когда в распоряжении имеется достаточно мощности.

Непрерываемость. Мгновенное прерывание в подаче питающей мощности часто вызывает начальный перезапуск построенных на микропроцессорах приборов, повреждение компьютеров и др. Чудесным решением этой задачи является использование непрерываемых источников питания (НИП), обычно в виде питаемого от батареи инвертора постоянного тока в переменный с выходным напряжением 115 В и частотой 60 Гц, который способен автоматически подключаться на те несколько миллисекунд прерывания мощности. Имеются в наличии непрерываемые источники питания с номинальными значениями мощности много киловатт. Большие источники дороги и объемисты; однако имеются и компактные блоки, питаемые от небольшой батареи свинцово-кислотных гельных элементов (см.

разд. 14.02), предназначенные для систем, которые используют меньше киловатта мощности переменного тока. Для действительно маломощных систем небольшой НИП, который инвертирует или непосредственно использует резервную батарею постоянного тока (как на рис. 1.83), является обычным и хорошим подспорьем при практическом проектировании маломощных устройств.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

14.02. Типы батарей

Обширное руководство по батареям ("Comprehensive Battery Guide") фирмы Duracell дает перечень из 133 батарей с описаниями таких их типов, как цинко-угольные, щелочно-марганцевые, литиевые, ртутные, серебряные, воздушно-цинковые и никель-кадмиевые. Включены даже их подклассы, как, например, Li/FeS_2, Li/MnO_2, $LiSO_2$, $LiSOCl_2$ и «литиевые полупроводниковые». Другие фирмы-изготовители предлагают герметизированные свинцово-кислотные батареи и батареи гельного типа. Для действительно экзотической прикладной задачи вы могли бы даже принять во внимание топливные элементы или радиоактивные термальные формирователи. Что представляют собой все эти батареи? Как вам выбрать оптимальную для вашей портативной штуковины?

Предлагаемый перечень делится на так называемые *гальванические элементы* и *аккумуляторы*. Гальванические элементы спроектированы только для единственного цикла разряда, т. е. они неперезаряжаемые. Аккумуляторы (NiCd, свинцово-кислотные и гельного типа в вышеприведенном перечне) сконструированы так, чтобы быть подзаряжаемыми, в типовом случае от 200 до 1000 раз. Выбор гальванических элементов вы обычно делаете исходя из их химического состава и компромисса между такими параметрами, как цена, плотность энергии, долговечность при хранении, постоянство напряжения в течение разряда, производительность по пиковому току, температурный диапазон и популярность. Поскольку вы уже выбрали правильно батарею по химическому составу, то теперь надо вычислить какая батарея (или последовательное включение батарей) содержит достаточное количество энергии для вашего прибора.

К счастью, достаточно легко исключить из рассмотрения большинство из приведенных в этом каталоге батарей, если придерживаться нашего первого правила, а именно исключить *дефицитные батареи*. Кроме того, что их трудно достать, они обычно не свежие. Итак, как правило, лучше придерживаться того ассортимента элементов, которые имеются в продаже в любом аптекарском магазине (торгующем лекарствами, косметикой, журналами, мороженным и др.) или, возможно, универсальном магазине фотопринадлежностей даже, если в результате этого получите несколько худшие характеристики, чем при оптимальном выборе. Мы практически рекомендуем использовать широко употребимые батареи при проектировании любого потребительского электронного прибора; к тому же как потребители мы сами стараемся избегать тех недорогих чудес, в которых используются экзотические или дорогие батареи. (Вспоминаете те ранние детекторы задымления, для которых требовалась ртутная батарея с напряжением 11,2 В?)

Гальванические элементы. Теперь подробности. В табл. 14.1 сравниваются характеристики различных гальванических элементов, а в табл. 14.2 и на рис. 14.1 даны реальные параметры наиболее популярных элементов.

Старомодный «сухой гальванический элемент» с эмблемой в виде кошки – это элемент LeClanche. Внутренняя его конструкция, как это можно предположить, является достаточно примитивной, а именно состоит из угольного стержня, вставленного в катодную смесь из двуокиси марганца, угля, аммония и хлористо-цинкового электролита. Имеется цилиндрическая прокладка, сделанная из пасты на основе порошкового крахмала, затем цинковый анод, отдаленный от жестяной банки. Верхняя его часть замазана парафином и битумным уплотнителем и сконструирована таким образом, чтобы

Таблица 14.1. Гальванические элементы

Тип	Достоинства	Недостатки
Цинко-угольный (LeClanche) (стандартный «сухой гальванический элемент»)	Самый дешевый; широко выпускается	Наименьшая плотность энергии (1–2 Вт·ч/дюйм^3); спадающая кривая разряда; плох при работе с высоким током; при разряде увеличивается полное сопротивление; плохие рабочие характеристики на низкой температуре
Цинко-угольный (хлорид цинка) («мощный» сухой гальванический элемент)	Менее дорогой, чем щелочной); лучше LeClanche при высоком токе и низкой температуре	Малая плотность энергии; спадающая кривая разряда
Щелочно-марганцевый («щелочной» сухой гальванический элемент)	Средняя стоимость; лучше, чем хлористо-цинковый при большом токе и низкой температуре; при разряде сохраняет низкое значение полного сопротивления; среднее значение плотности энергии (3,5 Вт·ч/дюйм^3); широко выпускается	Спадающая кривая разряда
Ртутный	Высокая плотность энергии (7 Вт·ч/дюйм^3); плоская кривая разряда; хорош при высоких температурах; большая длительность хранения; низкое и постоянное значение полного сопротивления; напряжение холостого хода 1,35 В $\pm$ 1%	Дорогой; плох при низкой температуре (0°С)
Оксид серебра	Высокая плотность энергии (6 Вт·ч/дюйм^3); плоская кривая разряда; хорош при высоких и низких температурах (до −20°С); превосходная длительность хранения	Дорогой
Оксигалогенид лития	Высокая плотность энергии (8 Вт·ч/дюйм^3); наивысшая плотность энергии на единицу веса: плоская кривая разряда, превосходен при высоких и низких температурах (до −55°С); чрезвычайно длительное время хранения (5–10 лет при 70°С); легкий; высокое напряжение элемента (3 В)	Дорогой
Литиевый полупроводниковый	Высокая плотность энергии (5–8 Вт·ч/дюйм^3); превосходен при высоких и низких температурах (от −40 до 120°С); невероятно длительный срок хранения (20 лет при 70°С); легкий	Дорогой; только для малого тока питания

давать выход газам, если слишком повышается их давление. Эти элементы являются наиболее дешевыми из тех, которые можно купить, но вы не сможете получить многого за ваши деньги. В частности, их напряжение падает, а полное сопротивление постоянно возрастает по мере использования батареи; кроме того, емкость батареи резко снижается, если необходимо обеспечить высокие токи.

«Мощные» сухие элементы построены аналогичным образом, но при более высоком процентном содержании хлористого цинка и соответственно различными

Таблица 14.2. Характеристики батарей

Тип	$R_{вн}$, Ом	$U_{изб}$, В	Емкость[а], постоянная для 1 В/элемент, мА·ч	мА	мА·ч	мА	Размер, дюйм	Масса, г	Соединение[б]	Примечания
9В "1604"										
Le Clanche	35	9	300	1	160	10	0.65x1x1.9	35	З	
Мощная	35	9	400	1	180	10	"	40	З	
Щелочная	2	9	500	1	470	10	"	55	З	280мА·ч@100мА
Литиевая	18	9	1000	25	950	80	"	38	З	Kodak Li-MnO_2
1,5 В Щелочная										
D	0.1	1.5	10000	10	8000	100	1.3Dx2.2L	125	Т	4000мА·ч@ 1мА
C	0.2	1.5	4500	10	3200	100	1 0Dx1.8L	64	Т	
AA	0.4	1.5	1400	10	1000	100	0.55Dx1.9L	22	Т	
AAA	0.6	1.5	600	10	400	100	0.4Dx1.7L	12	Т	
Ртутная										
625	–	1.35	250[в]	1	250[в]	10	0.62Dx0.24L	4	Т	
675	10	1.35	190[в]	0.2	–	–	0.64Dx0 21L	2.6	Т	
431	–	11.2	1000[в]	25	–	–	1.0Dx2.9L	115	З	
Серебряная										
76	10	1.55	180	1	–	–	0.46Dx0.21L	2.2	Т	
Оксигалогенид лития										
D	–	3.9	14000[г]	175	10500[г]	350	1.3Dx2.3L	113	Т,Л	$SOCl_2/BrCl$
D	–	3.95	14000[г]	175	12000[г]	1000	"	110	Т,Л	SO_2Cl_2/Cl_2
D	–	3.5	9500[г]	175	8500[г]	1000	"	120	Т,Л	$SOCl_2$
Li-полупроводниковая	–	4.0	350[г]	1μA	175[г]	0.1	1.2Dx0.23L	16	Л	Высокое полное сопротивление
Ni-Cd										
D	0.009	1.3	4000[в]	800	3500[в]	4000	1.3Dx2 3L	130	В	Saft/Powersonic
9В	0.84	8.1	100[в]	10			0.65x1x1.9	35	З	
Свинцово-кислотная										
D	0.006	2.0	2500[д]	25	2000[д]	1000	1.3Dx2.6L	180	Л	

[а] см. на рис. 14.1 кривые разряда; [б] Т — таблетка, З — защелка; Л — луженые контакты; [в] для 0,9 В/ элемент; [г] для 2,5 В/ элемент; [е] для 1,75 В/элемент.

механическими приспособлениями для еще большего выделения газа. Хотя у них общее содержание энергии лишь немного меньше, чем у элементов LeClanche, эти элементы значительно лучше по номинальной производительности даже при работе с высокими токами. Например, D-элемент LeClanche вырабатывает 4,2 ампер-часа (А·ч) на нагрузке 150 Ом, 1,2 А·ч – на нагрузке 15 Ом и 0,15 А·ч – на нагрузке 1,5 Ом; аналогичный хлористоцинковый элемент вырабатывает соответственно 5,6, 5,4 и 1,4 А·ч. Сам хлористоцинковый элемент также демонстрирует меньшее падение емкости при низких температурах.

Щелочно-марганцевый элемент, как правило именуемый как просто «щелочной», при высоких токах разряда и на низких температурах работает еще лучше. Вывернутый наизнанку, для сравнения с угольно-цинковым элементом, он имеет в середине отрицательный анод из порошкового цинка и электролит из гидроокиси

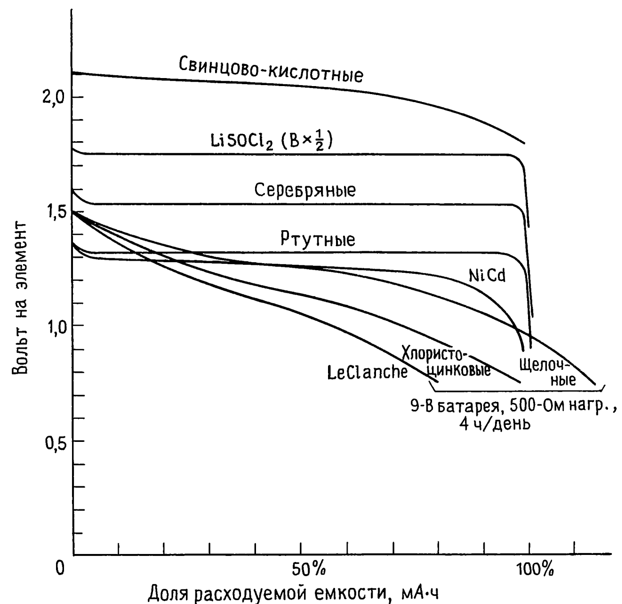


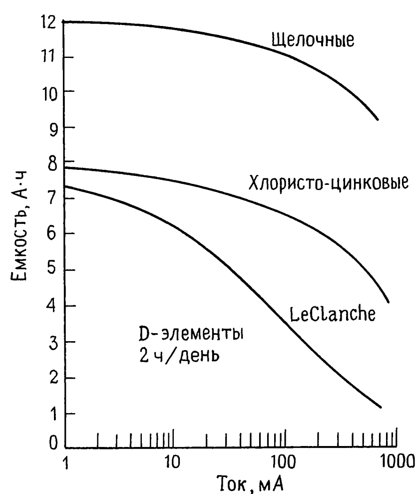
Рис. 14.1. Кривые разряда гальванических элементов. (Эти и последующие рисунки в этой главе взяты из технической литературы по электрическим батареям следующих фирм: Arco Solar, Duracell, Electrochem Industries, Evercady, Gates, Kodak. PowerSonio, Solavolt и Yuasa.)

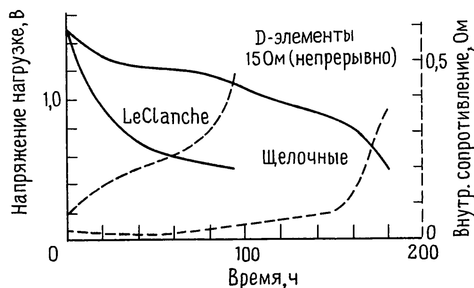
калия, окруженные отдаленным положительным катодом из двуокиси марганца и угля. Для сравнения с вышеприведенными параметрами можно указать, что щелочной D-элемент вырабатывает 10 А·ч на нагрузке 150 Ом, 8 А·ч – на нагрузке 15 Ом и 4 А·ч – на нагрузке 1,5 Ом. Вследствие своего особого химического состава, щелочные батареи при разряде обеспечивают малое и медленно увеличивающееся внутреннее сопротивление по сравнению с быстро возрастающим внутренним сопротивлением обоих типов цинко-угольных элементов. Они также лучше работают при низких температурах. Щелочные батареи имеют большую долговечность при хранении, чем элементы LeClanche или хлористо-цинковые. Как следует из рис. 14.1, кривая зависимости напряжения от степени разряда для всех трех типов батарей дает вам их простую сравнительную оценку. На рис. 14.2 представлены в сравнении рабочие характеристики этих трех типов «сухих гальванических элементов».

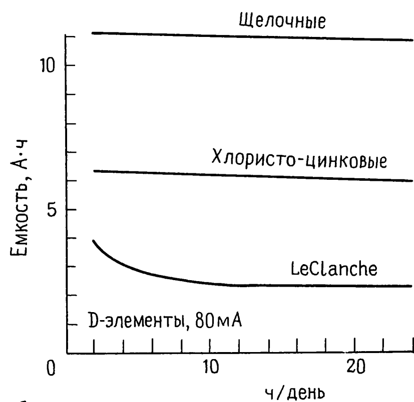
Ртутные, окись-серебряные, литиевые – это пользующиеся подлинно большим спросом элементы с особенно высококачественными параметрами по сравнению с щелочными и цинко-угольными. В ртутном элементе используются амальгамированный цинковый анод, катод, состоящий из окиси двухвалентной ртути плюс уголь, и электролит из гидроокиси натрия или калия. Он превосходен с точки зрения стабильности напряжения холостого хода (1,35 В, стабильность порядка 1%), а также постоянства напряжения в процессе разряда («плоская кривая разряда»); см. рис. 14.1. Он хорошо работает при температуре вплоть до 60 °С, но его рабочие параметры серьезно ухудшаются при температуре ниже –10 °С.

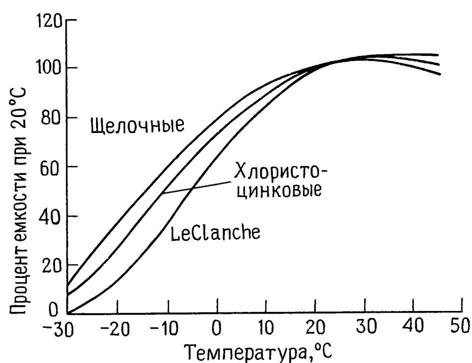
Элемент на окиси серебра аналогичен ртутному элементу, но при замене окиси двухвалентной ртути на окись серебра. Он также обладает очень плоской кривой разряда, но обеспечивает более высокое напряжение холостого хода (1,6 В) и обладает улучшенными рабочими характеристиками на низких температурах (до –20 °С).

Литиевые элементы представляют собой новейшую разработку в ряду имеющихся на рынке гальванических элементов, но с несколько отличным химическим составом. Они обладают наивысшей плотностью энергии на единицу веса. Они имеют лучшее исполнение с точки зрения работы на высоких и низких температу-









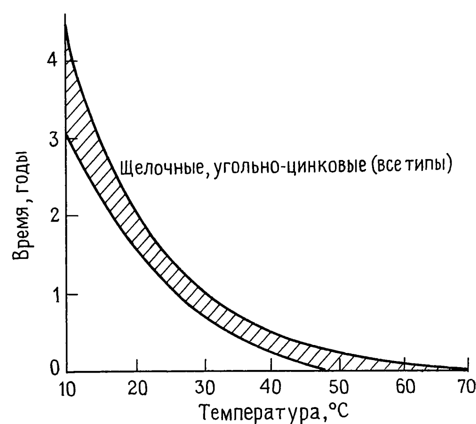


Рис. 14.2. Сравнение рабочих характеристик цинковых «сухих гальванических элементов», *а* – зависимость емкости *D* – элемента от тока нагрузки; *б* – изменение напряжения и внутреннего сопротивления *D* – элемента в процессе разряда; *в* – зависимость емкости *D* – элемента от параметров рабочего цикла; *г* – зависимость емкости от температуры; *д* – зависимость длительности хранения (10 % потери емкости) от температуры.

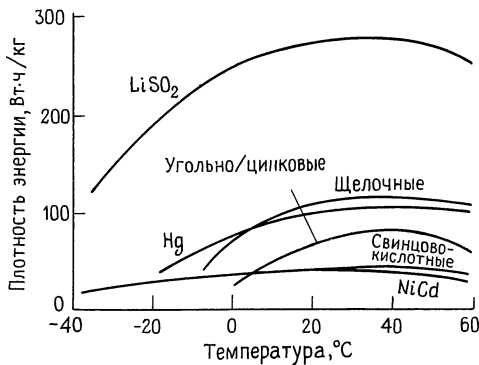


Рис. 14.3. Зависимость плотности энергии гальванических элементов от температуры.

рах, а также обладают исключительной долговечностью при хранении при всех температурах. Например, гальванический элемент D-типа с составом литийтионилхлорид ($Li/SOCl_2$) вырабатывает почти в три раза больше энергии (10 А·ч при напряжении на зажимах 3,5 В), чем щелочной D-элемент сравнимых размеров и веса. Литиевые батареи могут работать на температурах, достигающих −50 °С и 70 °С (см. рис. 14.3), при температуре −40 °С они сохраняют 50% своих возможностей при нормальной температуре, а это температура, при которой другие гальванические батареи вообще прекращают работать. Литиевые батареи имеют время сохраняемости от 5 до 20 лет при комнатной температуре и могут храниться на складе в течение 1–2 лет при температуре 70 °С, что приводит к высыханию всех других батарей. Они обладают плоской монотонной кривой разряда. Их продолжительное время хранения и напряжение 3–3,5 В делают литиевые батареи идеальным элементом для батарейной поддержки (резервный элемент питания), расположенной на плате КМОП-памяти.

Каждый химический состав литиевой батареи имеет свои собственные специфические особенности. Например, батареи с составом типа литийтрионилхлорид имеют тенденцию развивать пассивацию электрода, которая чрезвычайно поднимает их внутреннее сопротивление, что может привести к «перегоранию» батареи при большом броске тока. Литиевый сернистый ангидрид был причиной взрывов некоторых батарей.

Предупреждение: были инциденты, причиной которых были взрывы литиевых батарей, в некоторых случаях они причинили серьезный персональный ущерб. Предупредив вас об этом, мы не будем отвечать теперь за любые бедствия, которые вам могут принести литиевые батареи.

Аккумуляторы. Для электронного оборудования рекомендуем применять следующие типы аккумуляторов: а) никель-кадмиевые (NiCd) или б) герметизированные свинцово-кислотные. Оба типа аккумуляторов имеют меньшее содержание энергии, чем гальванические элементы (табл. 14.2), но они являются перезаряжаемыми. Никель-кадмиевые элементы выдают напряжение 1,2 В и, как правило, имеют емкость в диапазоне от 100 мА·ч до 5 А·ч и работают при температурах до −20 °С (и вплоть до +45 °С); свинцово-кислотные батареи вырабатывают напряжение 2 В на элемент и, как правило, созданы для обеспечения от 1 до 20 А·ч и могут работать при температурах до −65 °С (и вплоть до +65 °С). Оба типа батарей обладают относительно плоскими характеристиками разряда. Свинцово-кислотные батареи имеют низкие скорости саморазряда и претендуют на сохранение двух третей от начального заряда после годичного хранения при комнатной температуре (хотя наш опыт позволяет быть более скептически настроенными); никель-кадмиевые батареи имеют относительно плохие характеристики по сохранению заряда, в типовом случае теряя половину имеющегося заряда за 4 мес. (вот в это мы верим!) (см. рис. 14.4). Никель-кадмиевый D-элемент обеспечивает 5 А·ч (при напряжении 1,2 В), в то время как свинцово-кислотный D-элемент дает 2,5 А·ч (при напряжении 2 В); сравнимый щелочной элемент дает 10 А·ч при 1,5 В.

Как никель-кадмиевые, так и герметизированные свинцово-кислотные батареи претендуют быть хорошими при 250–1000 циклах заряд/разряд (бóльшее значение, если они каждый раз разряжены только частично; и меньшее при полном разряде

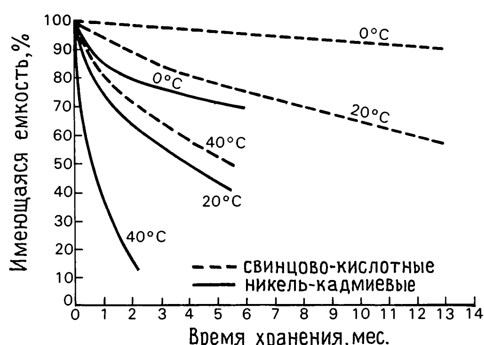


Рис. 14.4. Сохранение заряда в батарее аккумулятора.

или быстром проведении цикла заряд/разряд). Никель-кадмиевые батареи имеют общую ожидаемую долговечность хранения 2–4 года, если хранить их при постоянном капельном токе заряда (смотри ниже); долговечность герметизированных свинцово-кислотных батарей поддерживается при постоянном «подзаряживающем» напряжении и составляет 5–10 лет.

Стоит подчеркнуть, что эти перезаряжаемые батареи действительно являются герметичными; они не будут капать или таинственно подтекать ужасными химикалиями. Хотя, как правило, наименование «свинцово-кислотные» вызывает в вображении картины шершавых автомобильных аккумуляторов с разъеденными зажимами и подтекающей кислотой, герметизированные же их разновидности в действительности являются чистыми батареями: вы можете ставить их в любом положении, они не капают и не подтекают и, как правило, ведут себя хорошо. На практике на их основе можно разработать реальные электронные приборы без опасения, что ваша печатная плата превратится в «белую чуму» или дно корпуса, вашего дорогого корпуса, будет покрыто отвратительно пахнущей жидкостью.

Аккумуляторы умирают молодыми, если их не заряжать надлежащим образом. Эти процедуры отличны для никель-кадмиевых и кислотно-свинцовых аккумуляторов. Традиционно определяют скорости заряда через емкость самой батареи в ампер-часах; например, заряд при «C/10» означает подачу тока заряда, равного одной десятой емкости полно заряженной батареи в ампер-часах. Для вышеупомянутого никель-кадмиевого D-элемента он составит 500 мА.

Никель-кадмиевые элементы спроектированы таким образом, что они заряжаются при постоянном токе и выдерживают длительную подзарядку при C/10. Вследствие неэффективностей в цикле заряд/разряд вы должны заряжать при этой скорости в течение 14 ч, с тем чтобы гарантировать полную зарядку; вы можете подумать об этом как о подзарядке самой батареи на 140%.

Хотя это и хорошо перезаряжать никель-кадмиевые батареи бесконечно при токе C/10, но лучше переключиться на «капельный» заряд в типовом случае при токе от C/30 до C/50. Однако никель-кадмиевые аккумуляторы являются «забавными», а именно обладают эффектом «памяти», так что капельной скорости заряда может и не хватить для восстановления полностью разряженного аккумулятора; в этом случае рекомендуется ток C/20.

Имеются прикладные задачи, когда вы не можете ждать целый день, пока это никель-кадмиевые аккумуляторы подзарядятся. В литературе по таким аккумуляторам дается разрешение заряжать нормальные элементы с более «высокой скоростью» от C/30 до C/10, если вы не делаете это слишком долго. При токе C/3 этим пределом является срок приблизительно в три дня. При таких условиях заряда нужно предусмотреть некоторый отвод газов в отличие от «нормального» режима подзарядки при токе C/10, когда выделяющийся кислород рекомбинирует внутри самого элемента. Существуют специальные «быстро заряжаемые» никель-кадмиевые элементы, спроектированные для заряда при токах от C/1 до C/3 в специальных зарядных устройствах, которые чувствуют условия полного заряда, используя текущий контроль температуры элемента (они имеют такой внутренний химический состав, что при достижении требуемого заряда быстро нагреваются). В отличие от ситуации со

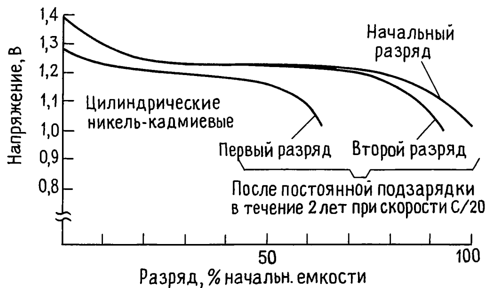


Рис. 14.5. «Глубокий разряд» восстанавливает «хорошее здоровье» никель-кадмиевой батареи.

свинцово-кислотными батареями вы не можете надежно определить, когда никель-кадмиевый аккумулятор полностью зарядится, используя текущий контроль за напряжением на зажимах, поскольку оно меняется при бесконечно повторяемых циклах, температуре и скорости. Никель-кадмиевые аккумуляторы не должны заряжаться при постоянном напряжении, ни сохраняться «подзаряжаемыми» при фиксированном напряжении.

Вы можете приобрести удобные маленькие зарядные устройства никель-кадмиевых аккумуляторов у нескольких компаний, включая также и самих производителей батарей. Они, как правило, используются для заряда аккумуляторов всех популярных типов (D, C, AA и 9 В).

Все никель-кадмиевые аккумуляторы имеют свои собственные патологии. Если вы похожи на нас, то, вероятно, возьмете с собой зарядное устройство для подстраховки от того, что ваш подзаряжаемый калькулятор неожиданно умрет при проведении, скажем, ревизии уплаты налогов. Как показывают графики (рис. 14.5), никель-кадмиевые аккумуляторы имеют эффекты «памяти», так что первый разряд после длительного периода подзарядки может быть плохим. Они являются критичными к подаче напряжения обратной полярности; таким образом, первый элемент, который заряжается, страшно страдает, если их последовательность полностью разряжена. Также никель-кадмиевые аккумуляторы не должны соединяться параллельно. Вы должны найти людей, помогающих различными «змеиными снадобьями», такими, как периодический «глубокий разряд» или ударная терапия в виде электролитического конденсатора большой емкости, разряжающегося через умирающий никель-кадмиевый аккумулятор. Хотя мы и скептически относимся к последнему средству, но периодический глубокий разряд полезен для здоровья никель-кадмиевого аккумулятора.

Свинцово-кислотные. Эти многоцелевые батареи могут быть заряжены при приложении постоянного напряжения, при условии ограничения тока, постоянным током или используя что-нибудь среднее. При подзарядке ограниченным током и при постоянном напряжении вы подаете фиксированное напряжение (в типовом случае от 2,3 до 2,6 В на элемент); сама батарея первоначально получает высокий ток (вплоть до 2С), который затем падает, по мере того как она заряжается, окончательно достигая значения капельного тока, который и поддерживает саму батарею в полностью заряженном состоянии. Более высокое приложенное напряжение дает вам более быстрый заряд, но ценой большего зарядного тока и уменьшения общего времени жизни батареи. В наиболее простой реализации этого процесса можно использовать 3-контактный стабилизатор, такой, как 317, который обеспечивает питание ограниченным током при фиксированном напряжении. Заряд батареи можно поддерживать бесконечно при сохранении фиксированного «подзаряжающего» напряжения между 2,3 и 2,4 В на элемент (что соответствует капельному току от С/1000 до С/500). На рис.14.6 показаны характеристики этих режимов. Эти заряжающие и подзаряжающие напряжения имеют мягкую температурную зависимость, которая должна быть отрегулирована на значение −4 мВ/°С при работе на краях температурного диапазона.

При подзарядке постоянным током (который не так часто используется) вы подаете фиксированный ток, как правило, от С/5 до С/20; напряжение на батарее по мере ее заряда постепенно возрастает, затем при достижении полного заряда наблюдается резкий его рост. В этой точке (соответствующей напряжению на за-

7-1834

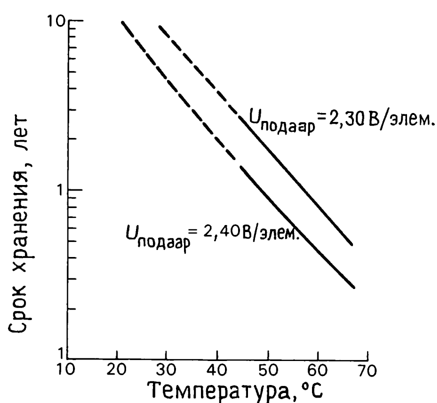


Рис. 14.6. Избыточное подзаряжающее напряжение уменьшает срок службы батарей свинцово-кислотных аккумуляторов.

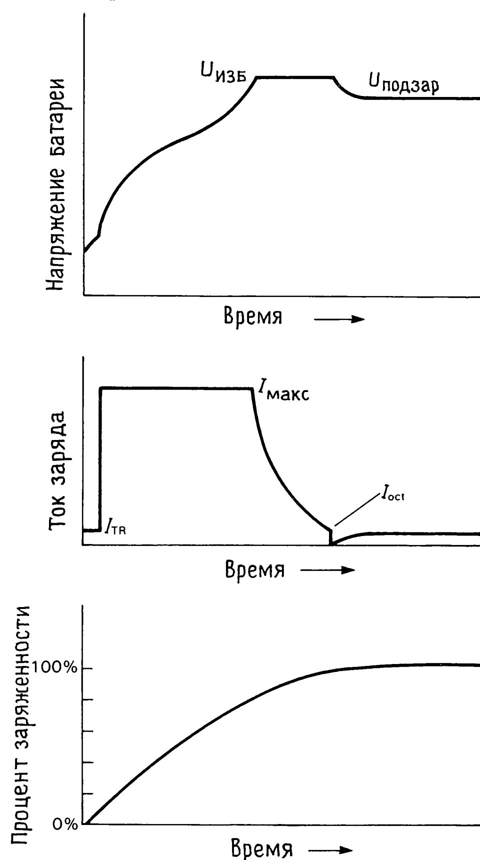


Рис. 14.7. Рекомендуемый цикл подзарядки батареи свинцово-кислотного аккумулятора («двухшаговый»).

жимах 2,5 В/элемент) необходимо уменьшить ток, в типовом случае до фиксированного значения С/500, при котором будет поддерживаться полный заряд батареи бесконечно долго. Герметизированные свинцово-кислотные батареи будут иметь срок службы в течение 8–10 лет, когда их заряд производится при скорости С/500.

Прекрасный метод подзарядки свинцово-кислотных аккумуляторов предлагает так называемая двухшаговая процедура (рис. 14.7). После предварительного «капельного» заряда вы начинаете при высоком токе фазу «объемного заряда», при этом подавая высокий фиксированный ток $I_{макс}$ до тех пор, пока напряжение на батарее не достигнет «избыточного» значения, $U_{изб}$. Затем это напряжение поддерживается на постоянном уровне $U_{изб}$ при проведении текущего контроля (падающего) тока, до тех пор пока этот ток не достигнет значения «избыточного переходного тока» $I_{изб \cdot перех}$. После этого вы поддерживаете постоянным «подзаряжающее напряжение» $U_{подзар}$, которое меньше, чем напряжение $U_{изб}$. Для 12-вольтовой свинцово-кислотной батареи с емкостью 2,5 А·ч типовые значения составляют: $I_{макс} = 0{,}5$ А, $U_{изб} = 14{,}8$ В, $I_{изб \cdot перех} = 0{,}05$ А и $U = 14{,}0$ В. Хотя смысл этой процедуры не очевиден, она приводит к быстрому и без повреждения подзаряду батареи. Фирма Unitrode изготавливает прекрасную ИС, а именно UC3906, которая имеет как раз все то, что необходимо для реализации этого процесса. Она даже включает в себя внутренний источник эталонного напряжения, который следит за температурными характеристиками свинцово-кислотных элементов и требуется только внешний проходной *р–п–р*- транзистор и четыре устанавливающих параметры резистора.

Перспективность батарей и основные рекомендации. Как мы и утверждали вначале, это действительно хорошая идея проектировать прибор, используя популярную и легко доступную батарею. В верхней части перечня располагаются 9-вольтовые «транзисторные» батареи, известные под общим обозначением

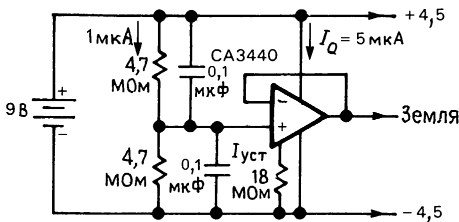


Рис. 14.8. Способ формирования с помощью единственной батареи источника питания с биполярным напряжением.

NEDA 1604 (1604 – LeClanche; 1604D – мощные; 1604A – щелочные; 1604M – ртутные; 1604LC – литиевые; 1604NC – никель-кадмиевые). Во всем мире вы можете купить 9-вольтовые щелочные батареи даже в любом отделе продуктового магазина (или открытого рынка). Операционные усилители хорошо работают при напряжении питания ± 9 В; вы можете даже использовать ± 4,5 В, если применить резистивный делитель и повторитель для формирования потенциала взвешенной «земли» (рис. 14.8; рассматривается дальше в разд. 14.08). Существуют чудесные маленькие пластмассовые корпуса для приборов, которые заканчиваются внизу отделением для батареи на 9 В, поставку которых осуществляют многие фирмы-изготовители и по очень привлекательным ценам. Мы рекомендуем все-таки использовать щелочные элементы, а не цинко-угольные, поскольку они обладают улучшенными электрическими характеристиками, как это было показано ранее. Новая литиевая батарея "Ultralife" фирмы Kodak с напряжением 9 В, которая выглядит как реальный победитель, имеет

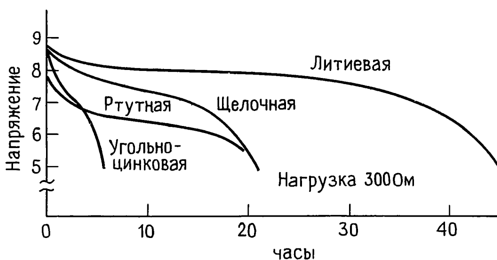


Рис. 14.9. Кривые разряда 9-вольт батареи: «литиевая» – 3-элементная батарея "Ultralife" фирмы Kodak.

емкость 100 мА·ч, большую долговечность при хранении (сохраняя 80% энергии после 10 лет хранения) и плоскую характеристику разряда (рис. 14.9). Разработчики в ней мудро используют 3 элемента, а не 2, так что напряжение на зажимах близко к 9 В, т.е. так же, как и у щелочной батареи. Наши предварительные измерения на ранних выборках показали, однако, в некоторой степени высокое внутреннее полное сопротивление.

Семейство щелочных элементов типов AA, C и D имеет большую энергетическую емкость (и соответственно меньшее внутреннее полное сопротивление), чем 500 мА·ч батареи 1604A (в 3, 9 и 20 раз соответственно) и к тому же их легко получить. Но они отчасти менее удобны из-за проблем с хранением и с надежностью соединения при последовательном включении элементов. Каждый из нас замечал, что если потрясти тусклый карманный фонарь, то он обычно начинает светить ярче. Эта проблема связана с тенденцией некоторых разновидностей батарей (щелочных, ртутных) выращивать белый налет на своих зажимах (официально это называется «засаливание»).

Никель-кадмиевые батареи также продаются (хотя и не в каждой аптеке) в стандартных конфигурациях (AA, C, D и 9 В) для тех применений, где с точки здравого смысла обосновано использование аккумуляторов. Но при этом вы получите только около 25 – 50% энергетической емкости и уменьшенное напряжение батареи (1,2 В против 1,5 В на элемент у щелочных).

Литиевые батареи имеются в наличии в тех же самых стандартных модификациях, хотя они обеспечивают 3 или более вольта на элемент. Большинство фирм-изготовителей также снабжает их залуженными выводами с целью обеспечения более надежного соединения; это имеет смысл, учитывая их продолжительный срок службы. Литиевые элементы также выпускаются в виде плоской «таблетки» с лужеными выводами, для использования в качестве батарейной поддержки КМОП-памяти или для питания кален-

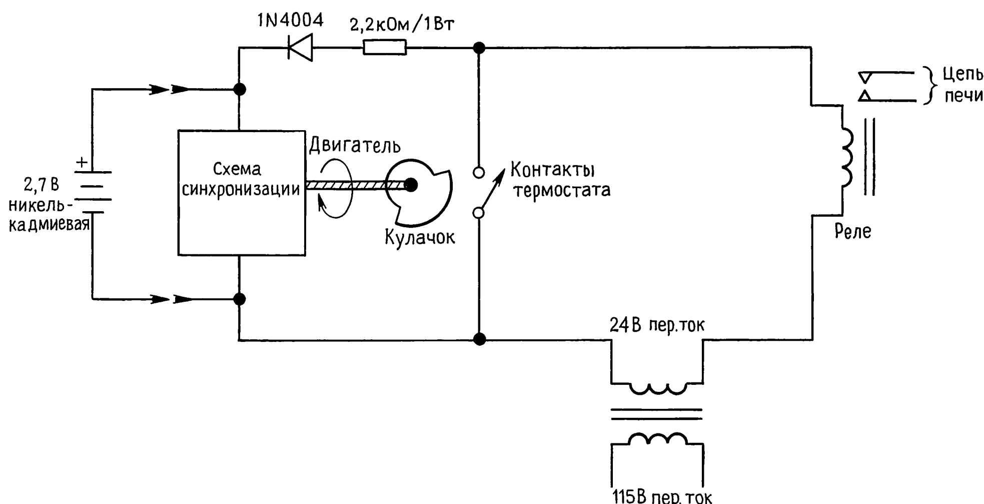


Рис. 14.10. «Устанавливаемый сзади» термостат.

даря часов. Литиевая батарея на напряжение 9 В имеет прекрасную особенность, а именно позолоченные защелкивающиеся выводы, обеспечивающие более надежное соединение. Посмотрите наши предостережения о склонности литиевой батареи к взрывам.

В большинстве магазинов фототоваров даже маленьких городов вы можете найти широкий подбор ртутных, серебряных и литиевых элементов. Они используются в фотокамерах (и калькуляторах, и часах) и отличаются, как правило, разнообразием «таблеток». В качестве примера можно привести популярный ртутный элемент типа 625, едва ли больше, чем пуговица на куртке, при этом свежий элемент имеет емкость 250 мА·ч. Еще меньший по размеру элемент 76 на окиси серебра (а энергетически он эквивалентен ртутному элементу типа 675) имеет интересную особенность, а именно – это аналог литиевого 3-вольтового элемента (NEDA 5008L) того же диаметра и удвоенного веса, предназначенный для замены пары 1,5-вольтовых элементов. При этом напряжении можно непосредственно обеспечить работу КМОП логических схем, а также питать низковольтовые операционные усилители, такие, как LM10, серии ICL7610 и многофункциональные серии «Линейных КМОП» операционных усилителей фирмы TI (серии TLC251-254) и компараторы (TLC372/4, TLC339/393 и TLC3702/4).

Если же для вашей прикладной задачи требуется подзаряжаемость и высокий пиковый ток герметизированных свинцово-кислотных батарей или какой-либо экзотический вид гальванического элемента, вы должны, как правило, связаться с фирмами – изготовителями этих батарей или их дистрибьюторами. Что касается названий, то такие фирмы, как Gates, Powersonic и Yuasa специализируются по свинцово-кислотным аккумуляторам. Фирмы Duracell и Everyday доминируют на рынке гальванических элементов. Все эти компании предлагают полезные и обширные руководства по применению батарей.

В следующих разделах мы рассмотрим альтернативные источники питания маломощного оборудования, а именно, включаемые в розетку блоки питания, солнечные элементы и сигнальные токи. Важно напомнить, что каждый из этих источников питания можно использовать для зарядки аккумуляторов. Например, популярные «установленные сзади» термостаты, которые на ночь выключают свой нагреватель, используют высокоимпедансный сигнальный переменный ток через реле на напряжение 24 В для зарядки никель-кадмиевых батарей, которые поддер-

Таблица 14.3. Свойства гальванических элементов

	Щелочной 9 В	Щелочной 1,5 В	Ртутный	Серебряный	Литиевый
Свойства					
Дешевизна	●	●	–	–	–
Доступность	●	●	–	–	–
Широкий температурный диапазон	–	–	–	–	●
Стабильность напряжения	–	–	●	●	●
Надежность соединения	●	–	–	–	●
Работа при высоких токах	●	●	–	–	●
Длительный срок хранения	–	–	–	–	●
Миниатюрность	–	–	●	●	●
Применения					
Линейные схемы	●	–	–	–	–
Низковольтные КМОП	–	●	●	●	●
КМОП серии 4000	●	–	–	–	●
Резервное питание КМОП	–	–	–	–	●

живают работу тактового генератора в течение того периода, когда реле включено (рис. 14.10).

В табл. 14.3 подытоживается наша информация по сравнению параметров различных типов батарей гальванических элементов.

14.03. Включаемые в розетку блоки питания

Калькуляторы, модемы, магнитофоны, телефонные наборные устройства, компактные измерительные приборы и еще множество маломощных устройств попадают к нам вместе с семейством черных квадратных включаемых в розетку блоков питания (рис. 14.11). Хотя маркировка на них обычно предупреждает, что их можно включать только с теми приборами, для которых они предназначены, вы можете приобрести эти блоки (с разнообразными техническими характеристиками) как в крупных, так и в небольших партиях (дистрибьюторы типа фирмы Radio Shack и Digi-Key; каждая имеет на своих складах несколько типов). Лучшие новинки обладают невероятно низкой стоимостью: включаемый в розетку блок питания (9 В нестабилизированного постоянного напряжения, ток 500 мА) стоит в больших партиях приблизительно 2,5 долл.

Включаемые в розетку блоки представляют хороший выбор источника питания для небольших приборов, которые потребляют несколько больше энергии, чем могут обеспечить батареи или для поддержания их подзаряжаемых батарей в заряженном состоянии. Они дешевле, чем встраиваемые в прибор дискретные или модульные блоки питания, и использование их позволяет экономить объем и отводить тепло (и вынести высокое напряжение) за пределами самого прибора. Кроме того, они обычно удовлетворяют требованиям по безопасности UL и CSA, что особенно важно, если вы хотите продавать ваш прибор, не проводя растянутый по времени процесс сертификации.

Включаемые в розетку блоки питания выпускаются в трех разновидностях: простые понижающие трансформаторы, нестабилизированные источники постоянного тока с фильтрами и качественные стабилизированные источники питания (как линейного, так и импульсного типа). Все они выпускаются с широкой номенклатурой напряжений и токов, а стабилизированные источники питания имеют даже полезные сочетания выходных напряжений, например, + 5 В (1 А) и + 15 В (250 мА). Они имеют, кроме того, и обычные свойства интегральных стабилизаторов, а именно ограничение тока и защиту от перегрева. Вы можете заказать их в виде включаемого в розетку блока с тремя штырями (один заземляющий) и различными выходными разъемами; многие из более крупных блоков также выпускаются в виде автономных настольных блоков с кабелем питания от сети переменного тока. Одно слово о предосторожности: имеются нестандартизированные типы разъемов и значения номинальных значений напряжений. Действительно не существует даже стандартизации полярности! Таким образом, без всяких усилий можно сжечь прибор при ошибочном подключении блока к нему. Берегитесь!

Большую серию таких высококачественных включаемых в розетку блоков пи-

Рис. 14.11. Включаемые в розетку источники питания. (С любезного разрешения фирмы Ault, Inc.)

тания выпускает фирма Ault (Minneapolis, MN). По недорогим блокам питания посмотрите каталоги Condor (Sunnyvale, CA) или Multi Products International (Cedar Grove, NJ). Отметьте галочкой EEM (см. библиографию) адреса и другие фирмы-изготовители.

14.04. Солнечные элементы

Сочетание свинцово-кислотной или никель-кадмиевой батареи с кремниевыми солнечными элементами образует хороший источник питания для приборов с умеренным потреблением мощности, которые должны быть развернуты в удаленных местах и в течение продолжительного периода времени. Например, вы могли бы захотеть использовать бакен, который производит измерения в океане и периодически их передает. Если средняя мощность потребления составляет 1 Вт, то гальванические элементы становятся недопустимо громоздкими (вы должны иметь для употребления 500 щелочных D-элементов в течение года). Полный солнечный свет после прохождения атмосферы доставляет на землю приблизительно 1 кВт мощности на квадратный метр площади; после учета коэффициента полезного действия солнечных элементов (они имеют КПД приблизительно 10% при работе на надлежащую нагрузку), длительности светового дня и цикличности погоды в средне-северных широтах (где среднее значение 100 Вт/м^2 зимой и 250 Вт/м^2 летом) вы можете получить среднюю мощность 25 Вт (в июле) или 10 Вт (в январе) на квадратный метр с высококачественных солнечных элементов, которые стоили в 1986 г. приблизительно 800 долл. При ярком солнечном свете такие солнечные модули вырабатывают до 100 Вт на согласованную нагрузку.

С блоком аккумуляторов для хранения энергии (свинцово-кислотные лучше, чем никель-кадмиевые, поскольку они имеют больший срок службы и рабочий диапазон температур) вы можете снимать среднюю мощность почти непрерывно; свинцово-цинковые элементы обладают в типовом случае КПД 70–80%, и поскольку все факторы (включая погоду) учтены, то вы можете снимать мощность около 8 Вт на квадратный метр (зимой) и до 20 Вт на квадратный метр (летом), в среднем до 24 часов в сутки.

Для маломощных приборов, которые должны работать только при ярком свете, вы можете не включать батарею. Питаемые от солнечного света КМОП-калькуляторы с индикатором на жидких кристаллах являются преимуществом везде.

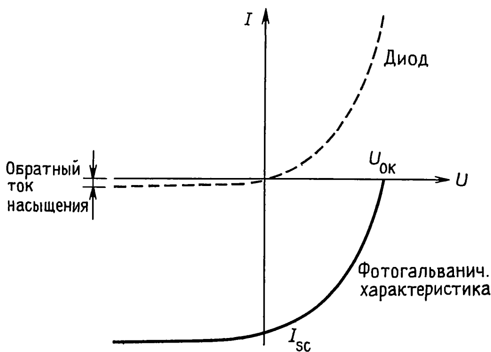


Рис. 14.12. Зависимость выходного напряжения солнечного элемента от тока нагрузки представляет собой просто перевернутую кривую $U-I$ диода.

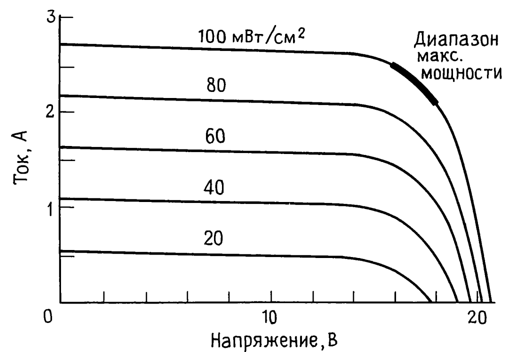


Рис. 14.13. Зависимость выходных параметров солнечного элемента от освещенности. (MSVM4011 фирмы Solavolt).

Вольт-амперные характеристики. Кремниевые солнечные элементы имеют простую и очень полезную вольт-амперную характеристику. Она показывает, что напряжение холостого хода практически не зависит от уровня света и в среднем составляет 0,5 В на элемент; сама же кривая UI – это просто перевернутая характеристика диода (рис. 14.12). Типовые солнечные панели состоят из 36 последовательно соединенных элементов при напряжении холостого хода около 18 В. Напряжение на зажимах остается практически постоянным пока ток нагрузки увеличивается вплоть до своего максимального значения, при котором солнечный модуль становится источником постоянного тока, коим и остается при дальнейшем уменьшении полного сопротивления нагрузки. Этот максимальный ток изменяется в линейном масштабе пропорционально уровню света, давая набор характеристических кривых, как это изображено на рис. 14.13. Солнечные элементы работают хорошо при пониженных температурах, поскольку напряжение холостого хода падает при увеличении температуры (рис. 14.14).

При фиксированном уровне светового потока вырабатывается максимальная мощность, когда в рабочей точке обеспечивается максимальное произведение UI; другими словами, это точка, где кривая UI касается семейства гипербол (постоянное произведение UI), вычерченных на тех же осях. Проще говоря, это излом кривой UI. Поскольку полное сопротивление нагрузки, которое соответствует этому излому, быстро меняется в соответствии с уровнем светового потока, вы не можете надеяться сохранить оптимальное значение нагрузки (которое могло бы быть полным сопротивлением нагрузки, увеличивающимся обратно пропорционально уровню светового потока или другими словами нагрузка, которая отбирает ток пропорционально уровню светового потока при примерно постоянном напряжении). Однако в случае маломощных прикладных задач это не так существенно, что нагрузка отбирает максимальную мощность – собственно говоря это означает, что сама нагрузка записывается при нормальных условиях по световому потоку. Это, например, случай питаемых от солнечных батарей калькуляторов, в ко-

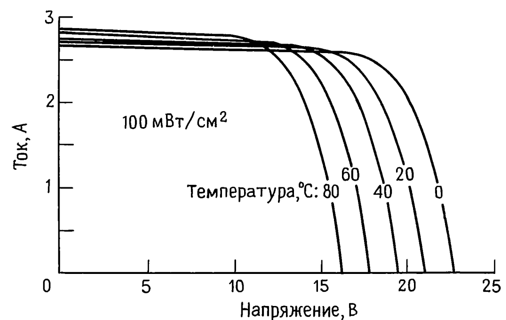


Рис. 14.14. Зависимость выходных параметров солнечного элемента от температуры. (MSVM4011 фирмы Solavolt).

торых КМОП-схемы потребляют такой незначительный ток, что имеется резерв мощности, кроме случаев очень низких уровней светового потока. Из-за широкого диапазона напряжений питания «высоковольтной» КМОП ИС 740/4000В (от 3 до 18 В) и того факта, что солнечные элементы имеют напряжение холостого хода, которое относительно независимо от уровня светового потока, вам нет необходимости использовать любые стабилизаторы напряжения; питая КМОП-схему непосредственно от самого солнечного модуля, конечно через шунтирующий конденсатор. Типовой небольшой солнечный модуль, такой, как, например, Solarex SX-2, обеспечивает ток 290 мА при напряжении 8,5 В при солнечном свете и имеет напряжение холостого хода 11 В; его можно использовать нестабилизированным для питания высоковольтных КМОП-схем или совместно со стабилизатором для любого семейства логических схем с напряжением питания +5 В.

В любом случае тогда используются аккумуляторы для хранения электрической энергии, при этом стоит отметить довольно хорошее согласование *U I* характеристик солнечного элемента с требованиями по заряду свинцово-кислотных элементов. Солнечный модуль обеспечивает примерно постоянный ток заряда в разряженной батарее, переходя к режиму постоянного «подзаряжающего» напряжения в конце цикла заряда батареи. Температурный коэффициент напряжения холостого хода (– 0,5% / °С) является приемлемо согласованным с рекомендованным температурным коэффициентом напряжения подзарядки свинцово-кислотных аккумуляторов (– 0,18% / °С). Итак, некоторые изготовители источников питания выпускают солнечные модули, которые предназначены непосредственно для подзарядки свинцово-кислотных аккумуляторов, например М65 фирмы Arco (2,9 А, 14,5 В). Более же обычный путь – это согласовать солнечные модули с зарядами/подзарядными характеристиками свинцово-кислотных аккумуляторов с помощью схемы последовательного или параллельного стабилизатора, спроектированного специально для этих целей. Многие солнечные модули и спроектированы для работы в таком режиме, с 20 В напряжения холостого хода и модулем согласующего стабилизатора для зарядки 12-вольтовых аккумуляторов. Стабилизатор переключает режим с зарядки на температурно-компенсированную подзарядку при автоматическом отключении нагрузки, если напряжение на батарее падает слишком низко. Эти системы выпускаются и на напряжения кратные 12 В (24 В, 36 В, 48 В и т. д.), и вы можете приобрести к ним дополнительные принадлежности, такие, как инверторы на 60 Гц (для получения переменного тока) или питаемые от постоянного тока криостаты, чердачные вентиляторы и др.

Некоторые из наиболее известных имен фирм – изготовителей солнечных модулей и систем на них – это Arco Solar (Chatsworth, CA), Mobil Solar (Waltham, MA), Solarex (Rockville, MD) и Solavolt (Phoenix, AZ).

14.05. Сигнальные токи

Не следует забывать и о возможности применения сигнальных токов для питания микромощных приборов. Четыре из наиболее общих благоприятных возможностей осуществления этого (см. рис. 14.15): а) постоянный ток удержания, протекающий в телефонной цепи, т. е. в режиме «поднятой трубки» (ответ абонента), б) напряжение переменного или постоянного тока, поступающее с релейной схемы, когда она не потребляет энергию, в) постоянный ток 4–20 мА, используемый в промышленной системе сигнализации с токовым контуром и г) последовательный порт RS-232 с биполярными сигналами «квитирования установления связи» (RTS, DSR и др.). В первых двух структурах ваш источник мощности присутствует только часть времени – мощность пропадает, когда телефонная трубка повешена (режим «опущенной трубки») или когда релейная схема питается от вашего прибора. Если же вам мощность требуется постоянно, необходимо использовать перезаряжаемые аккумуляторы,

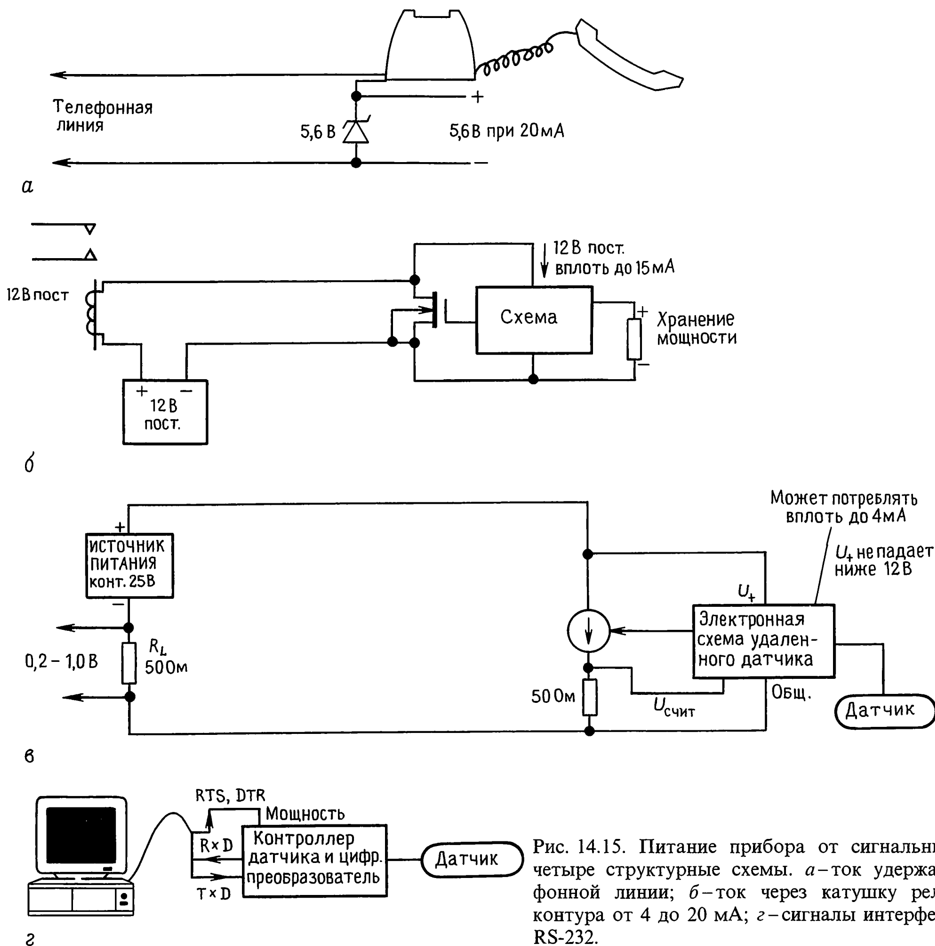


Рис. 14.15. Питание прибора от сигнальных токов: четыре структурные схемы. *а*–ток удержания телефонной линии; *б*–ток через катушку реле; *в*–ток контура от 4 до 20 мА; *г*–сигналы интерфейса стыка RS-232.

заряд которых происходит только в течение периода присутствия мощности; для очень маломощных по току нагрузок альтернативой является использование «двухслойного» конденсатора с высоким значением емкости (вплоть до 5 Ф), аналогичный тип конденсатора используется и для сохранения содержимого КМОП-памяти.

Каждый из этих источников мощности имеет довольно строгие ограничения по податливости напряжения или по максимальному току. Далее приводятся их характеристики и некоторые рекомендации по поводу такого паразитного использования этих источников питания.

Питание от телефонной линии. Существует несколько различных состояний, в которых телефонная линия может находиться в зависимости от того в каком положении находится ваш телефонный аппарат и какие мероприятия проводит телефонная компания. Центральная телефонная станция (или эквивалентная соседняя) прикладывает различные постоянные (и переменные) напряжения к контактам двухпроводной телефонной линии (обозначенные как «штырь» и «кольцо») в течение различных этапов установления соединения (рис. 14.16). В *незанятом* состоянии линии центральная станция телефонной компании прикладывает – 48 (± 6) В постоянного напряжения, подаваемого через последовательный резистор с сопротивлением от 500 до 2500 Ом в контакт «кольцо», и нагружает линию

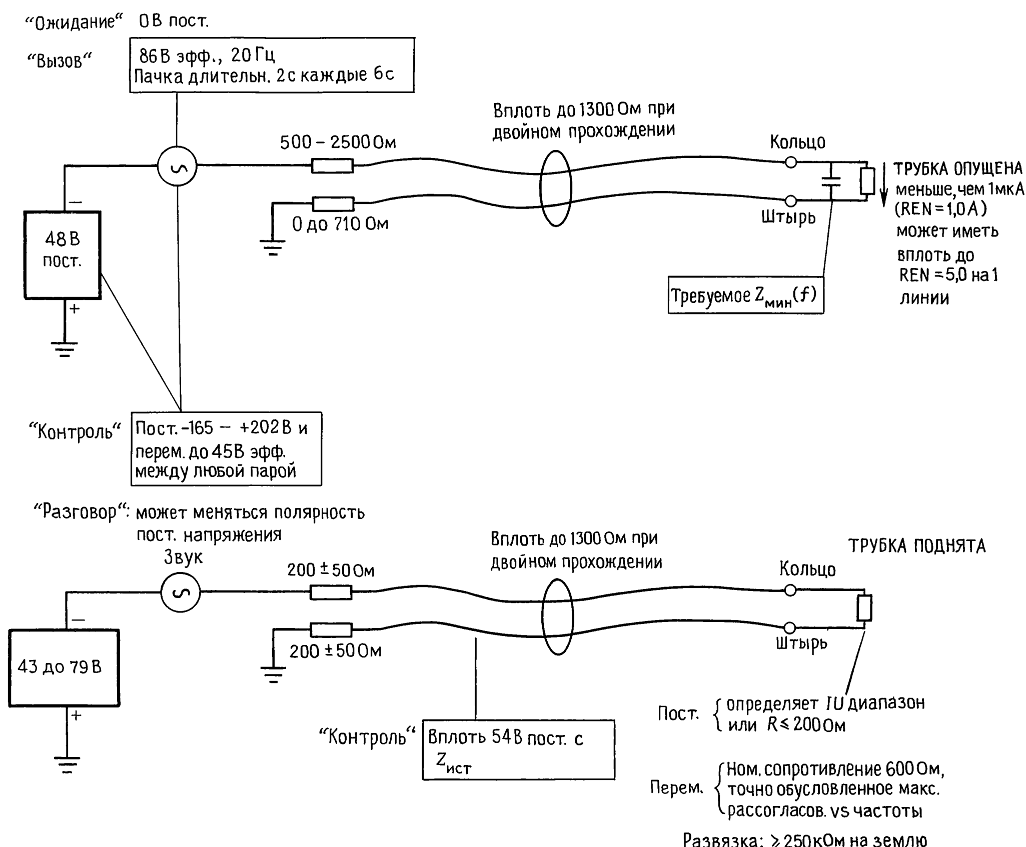


Рис. 14.16. Режимы функционирования и испытания телефонных систем.

через контакт «штырь» на землю через резистор с сопротивлением от 0 до 710 Ом. Кроме того, в типовом случае имеется вплоть до 1300 Ом внешнего линейного сопротивления между центральной телефонной станцией и вами («абонентом»). Когда вы поднимаете трубку, центральная телефонная станция переходит в режим набора номера, при этом вырабатывается тональный сигнал готовности, прикладывается постоянное напряжение от -43 до -79 В через последовательно включенный резистор 200 ± 50 Ом к контакту «кольцо» и производится замыкание контакта «штырь» на землю через такое же полное сопротивление. Аналогичные постоянное напряжение и полные сопротивления источника присутствуют и в *разговорном* режиме (т. е после того, как соединение установлено), хотя телефонная компания может, и это их право, изменить полярность прикладываемого к контакту «кольцо» постоянного напряжения. Естественно, в режиме переговоров в линии также присутствуют накладываемые на это постоянное напряжение звуковые сигналы, передача которых и является основной задачей телефонии!

Существуют два других состояния линии. Во время *звонка* (*вызова*) телефонная компания подает сигнал частотой 20 Гц и среднеквадратичным значением 86 ± 2 В, сверх обычных -48 В постоянного смещения. Как и это постоянное напряжение вызывающий сигнал переменного тока прикладывается к контакту «кольцо». Официальные требования по вызову следующие: тональные посылки длительностью 2 с с интервалами 6 с. Во время режима испытания телефонная компания

подает различные сигналы постоянного и переменного тока, с тем чтобы иметь уверенность, что линия функционирует надлежащим образом. Они могут подавать постоянные напряжения в диапазоне $-165 \div +202$ В и переменные напряжения вплоть до 45 В среднеквадратичного значения между любой парой жил (кольцо, штырь, земля) в режиме положенной трубки и вплоть до 54 В постоянного тока от источника с полным сопротивлением 10 Ом в режиме снятой трубки. Телефонная компания также регламентирует диапазон наводимых грозовыми разрядами «высоковольтных выбросов напряжения», которые вы можете обнаружить на своих телефонных линиях. В типовом случае они достигают нескольких тысяч вольт при токе в несколько сотен ампер; оборудование, подключенное к телефонной линии, должно иметь устройства подавления этих переходных процессов, так чтобы пережить эти импульсы. Кроме того, телефонная компания точно обозначает и «очень высоковольтные выбросы напряжения», которые могут возникнуть при очень близком ударе молнии. При этом могут наводиться напряжения до 10 кВ и токи до 1000 А и идея защиты состоит в том, чтобы, даже если ваше оборудование поджарится, никто не должен пострадать. Таким образом, технические требования устанавливают, что само оборудование не должно разлетаться в куски, вызывать возгорание или убивать кого-нибудь током.

Допустимые нагрузки точно устанавливаются в терминах «индекса эквивалентности вызывного звонка» (REN). Обычные телефонные аппараты имеют REN порядка 1,0 А, что соответствует следующим параметрам: а) в режиме опущенной трубки сопротивление по постоянному току 50 МОм, а полное сопротивление по переменному току устанавливается выше заданной кривой зависимости полного сопротивления от частоты (соответствует поддержанию $|Z| > 125$ кОм в диапазоне частот от 4 Гц до 3,2 кГц, хотя оно и может быть существенно ниже на определенных частотах и напряжениях), б) в режиме поднятой трубки харак-

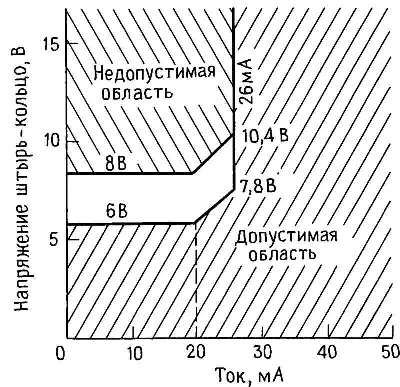


Рис. 14.17. Допустимые условия по нагрузке в телефонной линии в режиме «поднятой» трубки. Незаштрихованная область доступа, спустя 1 с после поднятия трубки. (Из Bell System Tech. Ref., Pub. 47001.)

теристике по постоянному току, которая задается внутри приемлемого диапазона, указанного на рис. 14.17 (или которое измеряется как 200 Ом или меньше), и в) импеданс в режиме поднятой трубки, который составляет приблизительно 600 Ом в диапазоне частот от 200 Гц до 3,2 кГц (что, как правило, определяется через коэффициент отражения, при условии подачи сигнала от источника с внутренним сопротивлением 600 Ом и составляет по крайней мере 3,5 дВ в диапазоне от 200 Гц до 3,2 кГц и 7 дБ – в диапазоне от 500 Гц до 2,5 кГц). Подключаемые к телефонной линии нагрузки должны быть по постоянному току изолированы от шины земли (50 МОм в режиме опущенной трубки и 250 кОм в режиме поднятой трубки). Общий REN допускается в пределах вплоть до 5,0 А, т. е. полное сопротивление нагрузки составляет 1/5 от выше приведенных значений. Сама телефонная компания требует уведомлять ее о вашем общем увеличении REN нагрузки.

Из предварительно приведенных данных следует, что абонент не должен претендовать на получение тока в режиме опущенной трубки и минимальное мостовое сопротивление по постоянному току 50 МОм (для REN равного 1,0 А) является существенным техническим требованием по утечке – 50 МОм соответствуют то-

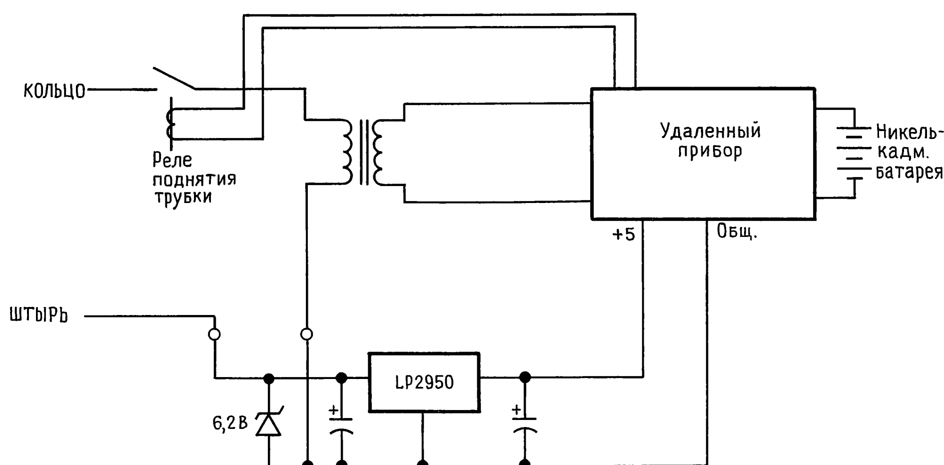


Рис. 14.18. Стабилизированный источник питания на сигнальном токе в режиме поднятой трубке (элементы защиты не показаны).

ку 1 мкА. Тем не менее при тщательном проектировании и подборе элементов вы можете поддержать КМОП-схемотехнику (цифровую или аналоговую) в состоянии покоя при токе в несколько микроампер, и иметь ее «проснувшейся» при снятии телефонной трубки. Используйте небольшой танталовый электролитический конденсатор (или «двухслойный» конденсатор энергетической поддержки памяти, имеющийся в крошечных корпусах и с емкостью до 5 Ф), для сохранения состояний, в течение набора номера или других переходных процессов. В разговорном режиме при поднятой трубке вам гарантируется постоянное напряжение 6 В (7,8 В спустя несколько секунд) при минимальном токе в 26 мА (см. рис. 14.17), который достаточен для функционирования большинства из микромощных схем; это вполне сравнимо с питания от батареи на 9 В. С помощью микромощного стабилизатора с низким падением напряжения на нем, такой, как LP2950 (80 мкА ток покоя, 0,4 В падения напряжения при 100 мА тока в нагрузке), вы можете обеспечить питание цифровых схем от стабилизированного источника питания напряжением 5 В, как это показано на рис. 14.18. Если вы можете быть уверены в получении регулярных циклов функционирования в режиме поднятой трубки, то можно использовать имеющийся избыточный ток для поддержания подзаряжаемых батарей в заряженном состоянии. Например, если у вас имеется час режима поднятой трубки в течение дня, вы постоянно можете отбирать приблизительно миллиампер тока.

Предупреждение. Перед тем как приступить к проектированию любого прибора с непосредственным подключением к телефонной линии, будьте уверены в получении уместных технических характеристик. Вы должны удовлетворять требованиям устава ФКС (федеральная комиссия связи), который включает процедуры испытания и сертификации. Не принимайте на веру, что технические характеристики, предлагаемые в этой главе, являются корректными.

Релейные схемы. Те популярные «установленные сзади» термостаты, которые убавляют нагрев ночью и включают его снова за полчаса до вашего подъема, используют небольшую мощность переменного тока, которую можно отвести от релейной схемы без замыкания самого реле. Типовые механические реле управления потребляют ток в 100 мА или более при номинальном переменном напряжении на катушке 24 В и можно рассчиты-

вать, что они останутся в разомкнутом состоянии при 10% от этого нормального тока через катушку. Таким образом, вы можете получить 10 мА или около того при почти 24 В переменного напряжения для питания вашего прибора. Не забудьте включить подзаряжаемые элементы (или возможно конденсатор для сохранения содержимого памяти, если это все, что требуется), поскольку источник питания пропадает, когда замыкаются контакты подключения реле к источнику питания. На рис. 14.10 дана иллюстрация этой идеи.

Промышленные токовые контуры. В промышленных условиях существует стандарт для токовых контуров системы сигнализации, в которых удаленный датчик (скажем, термопара; см. разд. 15.01) передает свои измерения посредством преобразования их в аналоговый ток, который тогда протекает в контуре. Постоянное смещение этого контура обычно обеспечивается на приемном конце (рис. 14.15, *в*). Существуют два стандарта, а именно полномасштабные диапазоны от 4 до 20 мА и от 10 до 50 мА. Стандарт 4–20 мА является более популярным и обычно использует постоянное смещение в 24 В (хотя иногда и выше). Для упрощения часто желательно использовать ток сигнализации для питания расположенных на удаленном конце электронных схем. С этой целью вы можете использовать напряжение смещения в контуре для организации системы питания. Имеющиеся коммерческие модули для системы токовых контуров, как правило, требуют, чтобы получатель данных обеспечивал максимальное сопротивление нагрузки R и минимальное постоянное смещение $U_{см}$, такие чтобы $(U_{см} - 12\ В)/R_{см}$ было равно полномасштабному току. Другими словами, удаленный модуль может давать падение напряжения на себе вплоть до 12 В несмотря на то, что прикладывается полномасштабный ток контура. Конечно, сам модуль должен сохранять работоспособность, когда посылается в контур ток, соответствующий минимальному выходному сигналу. Итак, нижней границей является то, что вы уже имеете в наличии, т. е. по крайней мере напряжение 12 В при токе 4 мА для питания вашего оборудования; вы можете получить и больше, но не следует рассчитывать на это. Это избыток для даже более сложных схем, если вы тщательно проведете практическое микромощное проектирование.

Сигналы последовательного порта RS-232. Сам стандарт RS-232C/D определяет двухполярные сигналы данных и управления с существенной нагрузочной способностью (см. разд. 10.19); вы можете использовать один из сигналов управления (или даже сигнал данных) для питания маломощной схемы. Официально выходной сигнал должен быть способен формировать уровни напряжения от ± 5 до ± 15 В на сопротивлении нагрузки от 3 до 7 кОм. Формирователи сигналов стыка RS-232 в общем случае, как правило, имеют выходное полное сопротивление в несколько сотен ом при ограничении по току в пределах от 5 до 15 мА. Для того чтобы подключить паразитное устройство к этому источнику питания, вы должны модифицировать свое программное обеспечение так, чтобы поддерживать заданную линию управления в известном (и стабильном) состоянии. Вы можете использовать даже *пару* управляющих линий, если они доступны, для получения двухполярного источника питания (± 5 В, мин.). Напомним, что сигналы управления (RTS, DTR и др.) поддерживаются на ВЫСОКОМ уровне, который является обратным по отношению к сигналам данных.

Поскольку имеется обычно изобилие коммерческих источников переменного тока вокруг компьютера, вам по существу не следует делать любые сверхестественные ухищрения для высасывания «жизненных сил» из 25-контактного D разъема стыка. Однако для простой схемы последовательного порта – это элегантный источник питания. Вы можете приобрести коммерческие интерфейсы и модемы, которые работают таким образом.

ВЫКЛЮЧЕНИЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ И МИКРОМОЩНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

14.06. Выключение источника питания

Вы можете приспособить самые обычные микропроцессоры, стабилизаторы и другие энергопотребляющие компоненты для микромощного использования, если режим работы прибора допускает выключение его питания (или перевод схемы в состояние потребления малого опорного тока) большую часть времени и только время от времени он работает при полном токе. Например, регистратор океанографических данных должен производить 10-секундный залп наблюдений (температура, давление, соленость, океанские течения) единожды в каждый час за шестимесячный период. Только часы реального времени должны функционировать постоянно, при этом схемы согласования уровней аналоговых сигналов, микропроцессоры и средства записи данных выключены, кроме режима реальной регистрации данных.

Даже если вы и воспользуетесь техническими приемами микромощного проектирования, вы можете быть вынуждены использовать некоторые сильноточные приборы, например, если вам требуется задействовать высокоскоростные преобразователи или сильноточные исполнительные механизмы. Вам может потребоваться ввести в схему некоторые специализированные цифровые схемы на БИС, операционные усилители, фильтры или другие схемы, которых просто не существует в микромощном исполнении. Во всех этих случаях необходимо отключать источник питания от сильноточной части самой схемы, кроме того времени, когда она должна функционировать.

Такое «выключение источника питания» может представлять собой наиболее простую форму микромощного проектирования, поскольку традиционные технические приемы проектирования на обычных элементах можно использовать повсюду. Но вы должны быть уверенным, что ваша схема «проснется» элегантно (линейная схема должна быть спроектирована таким образом, чтобы исключались затруднительные кратковременные состояния, например переход выходных цепей в режим насыщения; полностью выключенная микропроцессорная схема обычно потребовала бы выполнения процедуры «холодной загрузки»). Естественно, сама схема должна быть спроектирована так, чтобы и выключение ее проводилось аккуратным способом.

Существует несколько приемов проведения такого выключения питания (рис. 14.19):

1. Если отключаемые элементы потребляют ток меньше чем 5 мА или около того, вы можете питать их непосредственно с выходов логических КМОП-схем. Серии HC/HCT могут обеспечивать ток питания 5 мА, при этом падение напряжения составит только 0,5 В относительно положительного напряжения питания; для формирования более высоких токов можно включать несколько выходов параллельно. AC/ACT серии КМОП хороши при токах до 24 мА.
2. Используйте мощный транзистор, функционирующий как ключ с насыщением (а не повторитель), с целью минимизации прямого падения напряжения (следовательно, транзистор *p–n–p*-типа в случае использования источника питания с положительным напряжением). Необходимое возбуждение на базе, выбираемое умеренно большим для обеспечения гарантированного насыщения, хотя и является недостатком, однако же будет, вероятно, меньшим злом, чем сам ток, потребляемый коммутируемой схемой.
3. Используйте мощный полевой МОП-транзистор. Как и в случае биполярных транзисторов, он используется в качестве ключа, а не повторителя (таким образом, при положительном напряжении питания это транзистор с *p*-каналом). Полевыми МОП-транзисторами легко управлять и в любом состоянии у них отсутствует ток затвора.
4. Большинство маломощных стабилизаторов имеют вход «выключения»; этот опорный режим характеризуется очень низким током покоя (см. разд. 14.07). Вы можете провести включение источника

Рис. 14.19. Методы выключения источника питания.

питания, переведя такой стабилизатор в активное состояние.

5. Используйте механическое реле, возможно, реле с механической фиксацией воздействия. Сейчас имеется много их разновидностей, как в DIP-корпусах, так и в крошечных металлических корпусах, и все они обеспечивают нулевое падение напряжения, высокую нагрузочную способность и возможность коммутировать двухполярные (или даже переменные) напряжения. Кроме того, для реле с механической фиксацией воздействия не требуется тока удержания. Для повышения надежности схемы используйте диод защиты управляющей цепи реле от индуктивных выбросов (рис. 1.95).

Ограничение тока. Вследствие двух причин всегда важно ограничить пусковой ток в схеме с выключаемым источником питания: высокие пиковые токи, которые могут возникать в нагрузке (зашунтированной конденсатором) при переключении батареи (зашунтированной аналогичным образом), могут вывести из строя сам ключ; это верно даже и для небольших механических реле, контакты которого, вероятно, в большинстве случаев ока-

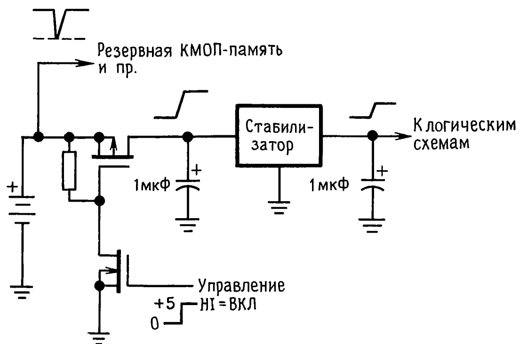


Рис. 14.20. Пусковой ток может вызвать пропадание напряжения батареи в течение переходного процесса.

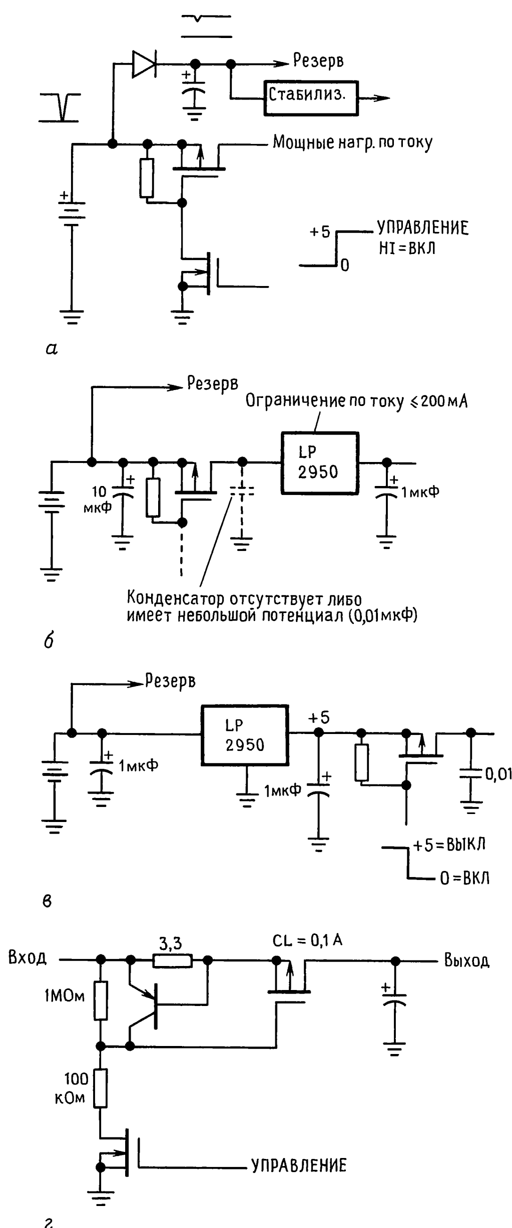


Рис. 14.21. Четыре способа борьбы с переходным процессом пускового тока.

жутся сваренными. Кроме того, мгновенное падение напряжения батареи в течение переходного процесса из-за переключения большого тока может привести к тому, что в энергозависимой памяти и других схемах, которые находятся в режиме резервирования, произойдет потеря информации (рис. 14.20).

Некоторые подходы к решению этой проблемы показаны на рис. 14.21. На то время, пока сам ключ подвержен влиянию переходного процесса, включается выполненная на диоде развязка отрицательного провала в напряжении питания от стабилизаторов поддержки, как это сделано в варианте 1. С другой стороны, можно провести выключение перед стабилизатором с ограничением тока (сохраняя малое значение его входного шунтирующего конденсатора), как в варианте 2, или установить сам ключ после стабилизатора (вариант 3). Последний способ не совсем хорош вследствие ухудшения электрической жесткости источника питания, вызванного сопротивлением ключа $R_{вкл}$. Другой способ заключается в использовании предварительного ограничения тока, т. е. до выключения (вариант 4), в этом случае при ограничении тока на уровне 150 мА предотвращается резкий спад напряжения $U_{бат}$.

14.07. Микромощные стабилизаторы

Вплоть до последнего времени было трудно найти интегральный стабилизатор напряжения, который бы при токах покоя микроамперного диапазона обеспечивал существенные выходные токи. Была альтернатива: либо а) стабилизатор 7663/4 фирмы Intersil, либо б) строить свой собственный! К счастью, ситуация улучшается. Далее приводится обзор текущего состояния дел:

ICL7663/4; MAX663/4/6 (фирма Intersil; вторичные изготовители фирма Maxim и другие). Это – многополюсные стабилизаторы на положительное и отрицательное напряжения с рабочим диапазоном напряжений 1,5 – 16 В и максимальным током покоя 10 мкА. Неприятная их особенность – это то, что они медленно действующие (вследствие «замореного» сервоусилителя и использования множества шунтирующих емкостей) и хороши только при токах в нагрузке порядка нескольких миллиампер (будучи КМОП-приборами, они плохо действуют при более

высоком входном напряжении); например, при входном напряжении + 9 В их выходное полное сопротивление составляет, как правило, 70 Ом.

LP2950/1 (фирма National). Это – стабилизаторы положительного напряжения, которые выпускаются в 3-контактном корпусе на напряжение + 5 В (2950) и в 8-контактном корпусе с регулируемым напряжением (2951). Ток покоя составляет 80 мкА (при отсутствии тока в нагрузке) и возрастает до 80 мА – при токе нагрузки 100 мА. В этих стабилизаторах используются проходные *p–n–p*-транзисторы, которые обеспечивают низкий перепад напряжения (80 мВ макс. при токе 100 мкА; 450 мВ макс. при токе 100 мА) и спроектированы таким образом, что ток покоя не повышается стремительно, когда входное напряжение опускается ниже этого перепада напряжения (общая болезнь стабилизаторов на крутизне биполярного транзистора). Эта последняя их особенность, в частности, полезна для питаемых от батареи приборов, которые могут продолжать функционировать и при низком напряжении батареи. В стабилизаторе 2951 имеется вход выключения и выход детектора перепада напряжения.

LT1020 (фирма Linear Technology). Это – многополюсной стабилизатор положительного напряжения с током покоя 40 мкА, диапазоном выходного напряжения 2,5–35 В и максимальным током 125 мА. Проходной транзистор *p–n–p*-типа дает низкий перепад напряжения (20 мВ тип. при 100 мкА; 500 мВ тип. при 125 мА). Имеется вход выключения и выход детектора перепада напряжения.

TL580C (фирма Texas Instruments). Это – сдвоенный микромощный *импульсный* стабилизатор с диапазоном выходного напряжения 2,5–24 В и током покоя 140 мкА. Как и все импульсные стабилизаторы, он обладает высоким КПД (вплоть до 80%) во всем диапазоне напряжений батарей и гибкостью, а именно возможностью формирования выходных напряжений, превышающих само нестабилизированное входное напряжение.

Серия MAX630 (фирма Maxim). Это – микромощные импульсные стабилизаторы с прекрасными возможностями по выбору параметров. Стабилизатор MAX630 представляет собой регулируемый (от 2 до 18 В) повышающий стабилизатор положительного напряжения (т.е. $U_{вых} > U_{вх}$), в то время как ИС MAX634 является инвертирующим импульсным стабилизатором (т.е. положительное входное напряжение и отрицательное выходное напряжение). Стабилизаторы MAX631-3 – это повышающие импульсные стабилизаторы на фиксированное положительное напряжение (5, 12 и 15 В), при этом стабилизаторы MAX635-7 его инвертирующие эквиваленты. Стабилизатор MAX638 представляет собой регулируемый понижающий импульсный стабилизатор на положительное напряжение ($U_{вых} < U_{вх}$). Все они способны обеспечивать выходные токи в несколько сотен миллиампер, токи покоя приблизительно 100 мкА и КПД приблизительно 80%.

Серия MAX644 (фирма Maxim). Эти микромощные импульсные стабилизаторы спроектированы для формирования выходного напряжения + 5 В при питании от одно- или двухэлементной батареи. Его умные конструкторы используют как состоящий из двух частей импульсный повышающий преобразователь: одна секция функционирует непрерывно, обеспечивая выходное напряжение + 5 В с малым значением тока (0,5 мА); он также вырабатывает постоянное напряжение + 12 В, необходимое для переключения полевого МОП-транзистора, используемого для формирования выходного напряжения + 5 В, но с высоким значением тока (вплоть до 50 мА). В опорном режиме (только низкий уровень выходного тока) ток покоя составляет 80 мкА. Сам стабилизатор MAX644 спроектирован для работы при номинальном входном напряжении 1,5 В и функционирует при падении входных напряжений до 0,9 В.

Кроме того, существуют особые «маломощные» стабилизаторы (78L05, LM330, LM317L, LM2930/1), которые характеризуются токами покоя в несколько миллиампер. Они полезны для приборов с внешними источниками питания, такими, как, например, солнечные элементы или

Таблица 14.4. Маломощные стабилизаторы

Тип	Изготовитель[а]	Выводы	I_T тип., мкА	Полярность	$U_{вых}$, В	$U_{вх}$, В	Перепад напряжения U, В	Перепад напряжения I, мА	Выключение	Темп. коэфф. тип., $10^{-6}/°C$	Примечания
ICL7663	IL+	8	4	+	1.5–16	1.5–16	0.8	20[б]	•	200	MAX663, 7663S улучшенный
MAX664	MA+	8	6	–	1.3–16	2–16.5	0.2	20[б]	•	100	также ICL7664
MAX666	MA	8	6	+	1.3–16	2–16	0.9	40	•	100	MAX663 + детектор перепада
LT1020	LT	14	40[в]	+	0–35	5–36	0.5	125	–	1%	детектор перепада
LP2950	NS	3	75[в]	+	5	5–30	0.45	100	–	20	перепад I_T = 110 мкА
LP2951	NS	8	75[в]	+	1.2–29	2–30	0.45	100	•	20	
MAX630	MA	8	70	+	$U_{вх}$ до 18	2–16.5	-	375	•	-	импульсный повышающий
MAX635-7	MA	8	80	±	–5,–12,–15	+2 to 16.5	-	375	–	-	импульсный инвертор
MAX634	MA	8	100	±	до -20	2–16.5	-	375	•	-	импульсный инвертор
MAX631-3	MA	8	135	+	5,12,15	1.5–$U_{вых}$	-	325	–	-	импульсный повышающий
MAX638	MA	8	135	+	< $U_{вх}$	2–16.5	-	375	•	-	импульсный понижающий
TL580C	TI	8	140	+	2.5–24	2.4–30	-	100	–	-	
LM10	NS+	8	300	+	1–40	1.1–40	0.4	20	–	30	
LM2931	NS+	5	400	+	1.2–25	до 26V	0.2	150	•	-	TO-220
LM2931-5	NS+	3	400	+	5	5.2–26	0.2	150	–	-	TO-92; 2931CT регулируемый
TL750L05	TI	3	1000	+	5	5.2–26	0.6[г]	150	–	-	TO-92; TL751 имеет выключение
LM317L	NS+	3	2500[д]	+	1.2–37	до 40V	2	100	–	0.7%	TO-92
LM337L	NS+	3	2200[д]	–	1.2–37	до –40V	2	100	–	0.7%	TO-92
78Lxx	FS+	3	3000	+	5,12,15	до 30V	2	100	–	-	TO-92
79Lxx	FS+	3	2000	–	–5,–12,–15	до –35V	2	100	–	-	TO-92; LM320L также
LM330	NS+	3	3000[в]	+	5	5.3–26	0.6	150	–	-	TO-220
LM2930	NS+	3	4000	+	5	5.3–26	0.6	150	–	-	TO-220; LM2935 также

[а] см. примечание к табл. 4.1; [б] для $U_{вх}$ = 9 В; [в] без нагрузки; [г] во всем температурном диапазоне; [д] I_H (мин.)

на токе удержания телефонной линии. Также нельзя не указать на возможность использования микромощного источника эталонного напряжения, а не стабилизатора, если его напряжения вас устраивают. Например, микросхема REF-43 фирмы PMI представляет собой трехконтактный источник эталонного напряжения 2,5 В с током покоя 250 мкА и прекрасными характеристиками.

Загляните в табл. 14.4 (в которую мы также включили вышеописанные стабилизаторы), где приведены характеристики большинства из имеющихся микромощных стабилизаторов.

Источники питания на отрицательное напряжение. За исключением стабилизаторов ICL7664/MAX664, все остальные линейные микромощные стабилизаторы рассчитаны только на напряжения положительной полярности (хотя стабилизатор LT1020 можно использовать для создания биполярного источника питания). Если же вам необходимы источники отрицательного напряжения, то существует (кроме хилого 7664) несколько возможностей, а именно: а) кристалл конвертера напряжения с «летающим конденсатором» типа 7662; б) дискретная реализация конвертера напряжения с летающим конденсатором, где используются комплементарные мощные МОП-транзисторы; в) конвертер напряжения, использующий кристалл КМОП-генератора типа 7555 (это КМОП 555) или выходной сигнал любого КМОП логического вентиля, на который подается прямоугольное колебание; г) импульсный источник питания, с индуктивным хранением энергии или д) использование единственного источника положительного напряжения, где с помощью операционного усилителя формируется опорное напряжение шины взвешенной земли между шиной земли и самим положительным напряжением питания. Давайте рассмотрим их по очереди:

1. Интегральная схема 7662 (и ее предшественник 7660) представляет собой

КМОП-схему, выпускаемую фирмой Intersil и еще более широко вторичными фирмами-изготовителями (см. разд. 6.22). В ее состав входят генератор и КМОП-ключи (рис. 6.58) и с помощью нескольких внешних конденсаторов вы можете сформировать напряжения либо $-U_{пит}$, либо $+2U_{пит}$ при питании от положительного напряжения $U_{пит}$. Подобно большинству КМОП-приборов, она имеет ограниченный диапазон напряжений питания; для схемы 7662 напряжение $U_{пит}$ может лежать только в диапазоне от 4,5 до 20 В (от 1,5 до 10 В – схема 7660). Ее выходной сигнал нестабилизированный и он значительно падает при токах нагрузки больше чем несколько миллиампер. Несмотря на эти недостатки, она может быть очень полезной в специальных условиях, например для организации на плате местного питания формирователей сигналов стыка RS-232C, которые в этом случае работают на единственном источнике питания + 5 В. Схемы MAX680 и LT1026 представляют собой биполярные источники питания, которые формируют напряжения ± 10 В (вплоть до 10 мА) из напряжения + 5 В (рис. 6.60). Существует также комбинация из конвертера напряжения и формирователей/приемников сигналов стыка RS-232, выполненная в виде единственной интегральной схемы, а именно серии LT1080 и MAX-239. Если для вашей прикладной задачи требуется стык RS-232, то вы можете использовать для питания ваших аналоговых электронных приборов источник биполярных напряжений, формируемый одним из этих интегральных формирователей стыка RS-232.

2. Для формирования большего отрицательного напряжения вы можете применить дискретные МОП-транзисторы в схеме с летающим конденсатором (рис. 14.22). Этот частный пример характеризуется током холостого хода в несколько микроампер и максимальным током вплоть до 30 мА.

3. На рис. 14.23 показан более простой метод, снова отчасти ограниченный по диапазону напряжений, основанный на использовании КМОП-кристалла таймера 7555. Вы можете питать схему 7555 от источника положительного напряжения в диапазоне от 2 до 18 В, таким образом формируя напряжения вплоть до −15 В или около того. С помощью умножителя напряжения (см. разд. 1.28) вы можете, конечно, формировать и более высокие напряжения с соответственно худшей стабилизацией. Если в вашей схеме имеется несколько логических КМОП-схем, то можно использовать выходной

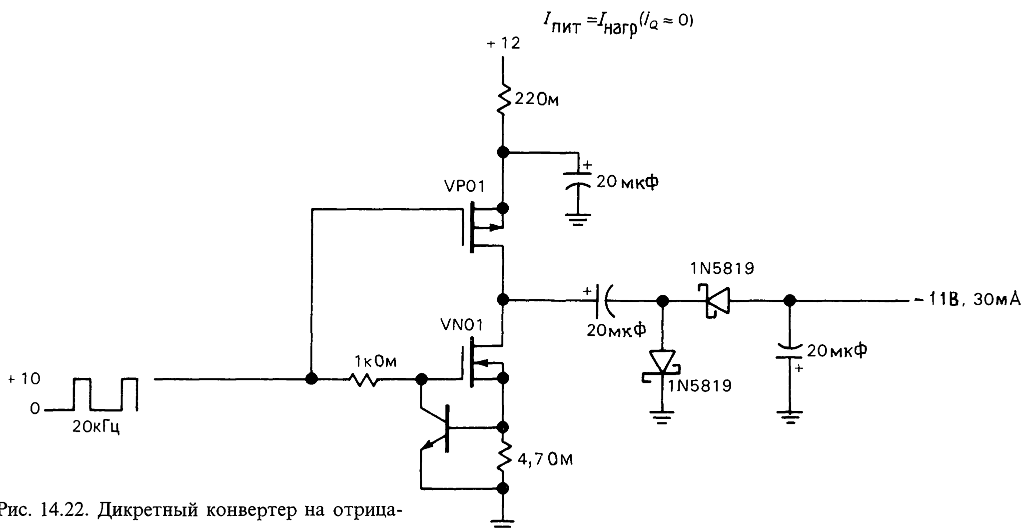


Рис. 14.22. Дикретный конвертер на отрицательное напряжение с летающим конденсатором.

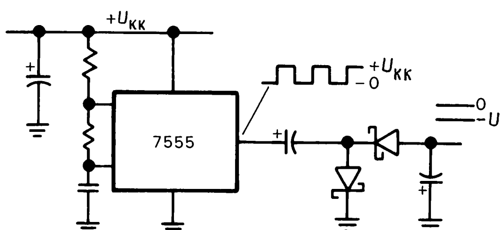


Рис. 14.23. Формирователь отрицательного напряжения из положительного прямоугольного колебания.

сигнал КМОП-вентиля, а не схему 7555. Однако если используются высококачественные семейства КМОП-схем, такие, как НС/НСТ или АС/АСТ, то вы ограничены в размахе логического сигнала напряжением 5 В, в то время как более старые схемы серий 4000 или 74С допускают размах напряжений 15 В, хотя и при меньших токах.

4. Как мы объяснили в гл. 5, с помощью индуктивного накопления энергии, вы можете построить импульсные источники питания, у которых выходное напряжение больше входного или гораздо меньше, или даже может быть отрицательным, при этом обеспечивается КПД в 75% или около того независимо от входного напряжения. Это очевидно полезно при проектировании микромощных устройств, где само нестабилизированное постоянное напряжение может сниматься с батарей, напряжение которых падает по мере их использования. Микромощные импульсные источники питания могут быть спроектированы таким образом, что они сохраняют высокий КПД даже при снятой нагрузке (в отличие от обычных импульсных источников с высокими значениями тока), при этом используется цепь, которая перекрывает генератор до тех пор, пока выходное напряжение не упадет, в этой точке он вырабатывает единственный заряжающий импульс, затем засыпает снова. На рис. 14.24 изображен источник питания с напряжением + 5 В, сконструированный на маломощной интегральной схеме MAX631.

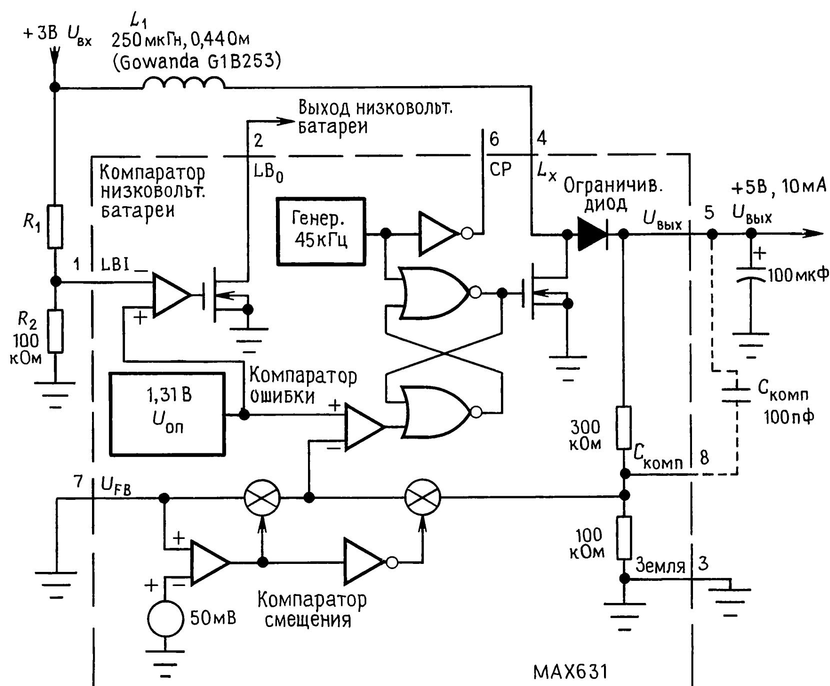


Рис. 14.24. Маломощный импульсный стабилизатор на напряжение 5 В (КПД = 74%). (Из технических данных на ИС MAX631 фирмы Maxim).

5. Вам может и не потребоваться отдельный источник отрицательного напряжения, даже если вы и используете операционные усилители с биполярным размахом выходного сигнала и др. Например, вы могли бы сформировать опорное напряжение земли + 4,5 В (используя резистивный делитель и микромощный повторитель на ОУ) для схемы, построенной на операционных усилителях при питании ее от единственной батареи 9 В. Давайте рассмотрим этот метод более подробно.

14.08. Опорное напряжение земли

Для питания большинства из рассмотренных с гл. 3 схем на операционных усилителях обычно используются источники с симметричным напряжением 15 В, что связано с гибкостью обработки сигналов, близких к потенциалу земли. Однако, как мы уже установили в разд. 4.22, можно использовать только единственный источник питания, формируя некоторое опорное напряжение, которое подается вместо потенциала земли обычных биполярных источников питания схем на ОУ. Если же в качестве источника питания используется батарея, то появляется дополнительный стимул упрощения ситуации, когда предпочтительнее использовать единственную батарею с напряжением 9 В.

Наиболее легкий способ формирования аналоговой «общей» шины состоит в том, чтобы расщепить напряжение батареи с помощью резистивного делителя напряжения, а затем использовать микромощный повторитель на ОУ, который обеспечит низкое полное сопротивление этой общей шины. Для внешнего мира эта общая шина представляет собой «землю» с плавающими обоими концами самой батареи, см. рис. 14.8.

Для поясняющей эту идею схемы мы выбрали программируемый КМОП операционный усилитель 3440, работающий при токе покоя 5 мкА. Необычно большие номиналы резисторов в делителе дают малый вклад в ток потребления, емкостное шунтирование делителя позволяет поддерживать низкое значение полного сопротивления в средней точке, которая в противном случае была бы чувствительна к фону переменного тока и перекрестным помехам из-за частотной интерференции других сигналов. Схема 3440 – это хороший выбор для этой прикладной задачи, поскольку позволяет формировать значительные втекающие и вытекающие токи (вплоть до нескольких миллиампер), даже когда ее смещение составляет 1 мкА; это свойство присуще не всем программируемым ОУ, многие из которых имеют плохие характеристики по вытекающему току, когда они функционируют на микромощных уровнях. Например, интегральная схема LM346, функционирующая при токе 5 мкА, может выдавать ток только 0,1 мА, хотя втекающий ток может достигать 20 мА (посмотрите рис. 14.32).

Следует отметить, что само опорное напряжение не обязательно должно составлять половину напряжения батареи; может быть лучше расщепить напряжение питания несимметрично, с тем чтобы обеспечивался максимальный размах выходного сигнала. (Пример этого приводится в разд. 14.12.) В некоторых ситуациях может быть предпочтительнее сместить его на фиксированное значение от напряжения питания, возможно с помощью прецизионного микромощного источника эталонного напряжения. Тогда само напряжение питания относительно опорного напряжения общей шины будет стабилизированным.

Выходное полное сопротивление. Существует несколько ситуаций, в которых вам даже не требуется устанавливать ОУ для формирования опорного напряжения земли. Например, если это опорное напряжение подается только на входы ОУ (которые были бы подключены к шине земли в обычной конфигурации с биполярным источником питания), то в этом случае шунтированный высокоомный резистивный делитель, обеспечивающий низкое полное сопрстивление в частотном диапазоне сигнала, будет обычно удовлетворительным решением.

Однако, как правило, источник, формирующий потенциал шины земли, должен характеризоваться низким полным сопро-

тивлением, как на постоянном токе, так и на частотах сигнала. Например, некоторые ИС могут использовать общую шину в качестве источника отрицательного напряжения питания; она может использоваться как общая точка подключения фильтров нижних частот, цепей смещения, нагрузок и др. Взгляните на любую нормальную схему с биполярным источником питания и вы найдете постоянные и сигнальные токи как втекающие в шину земли, так и вытекающие из нее. Как и в приведенном выше примере, надо быть уверенным в том, что ОУ, который вы выбрали для формирования опорного напряжения земли, обладает надлежащими характеристиками по формированию втекающего и вытекающего тока, как того требует сама схема. Для микромощных операционных усилителей характерно высокое выходное полное сопротивление при разомкнутой петле обратной связи (рис. 7.16), так что на высоких частотах (где отсутствует значительное петлевое усиление) полное сопротивление шины земли может возрастать до нескольких тысяч ом. Очевидное средство избавиться от этого – шунтирование опорного напряжения земли (рис. 14.25, *а*), но это, вероятно, вызовет переходные процессы в виде «звона» или даже генерацию из-за запаздывающего фазового сдвига цепи, состоящей из самого шунтирующего конденсатора в сочетании с относительно высоким выходным полным сопротивлением операционного усилителя, которая входит в петлю обратной связи. На рис. 14.25, *б* показано еще одно средство, а именно развязывающий резистор в несколько сотен ом, который, однако, приводит к увеличению сопротивления на постоянном токе, поскольку он не входит в петлю обратной связи. Добавив еще два элемента, как на рис. 14.25, *в*, можно обеспечить обратную связь по постоянному току (через сопротивление R_2) и в то же самое время стабильность.

Какой бы из методов вы не выбрали, будьте уверены в нем, а для этого проведите испытания при различных условиях по нагрузке, т.е. для установившегося и переходного режима. Хороший способ

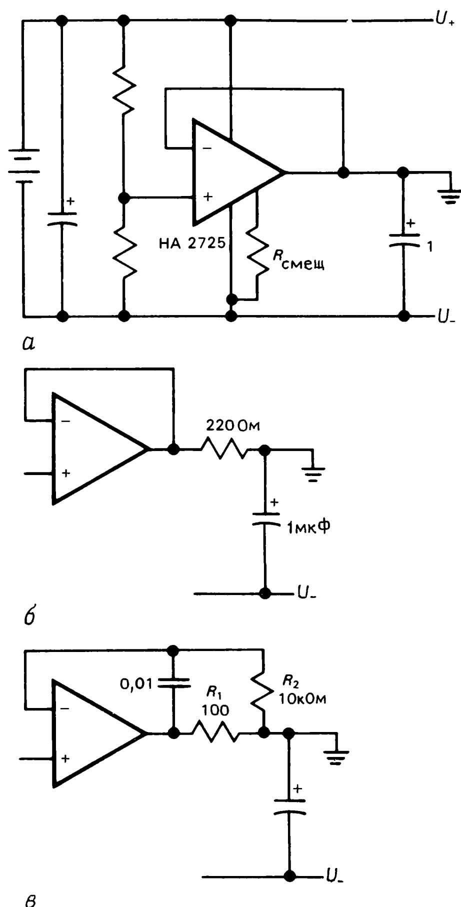


Рис. 14.25. Шунтированные формирователи расщепленного напряжения питания.

испытания поведения в переходном режиме – это наблюдение формы напряжения при прикладывании нагрузки, величина которой изменяется низкочастотным «прямоугольным» образом. Некоторые ОУ (например, HA2725 и MC3476) могут выдавать сигнал непосредственно в большую емкостную нагрузку без проблем по стабильности; по-видимому, в этих случаях сам внешний конденсатор отображается на внутренний корректирующий конденсатор, опрокидывая доминирующий полюс в компенсации по типу «грубой силы». Однако во многих случаях более желательно свернуть пару соседних запаздывающих фазовых сдвигов, которые влекут за собой неприятности.

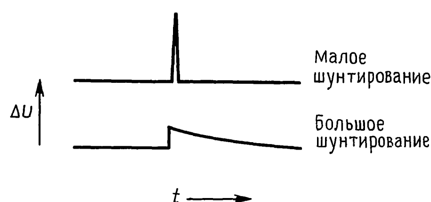
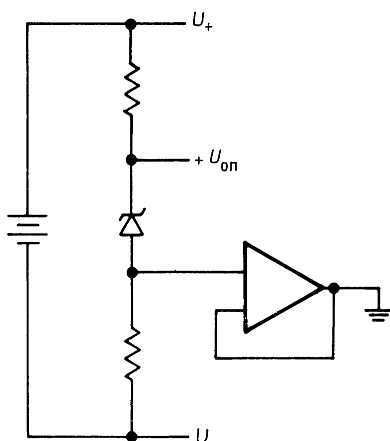
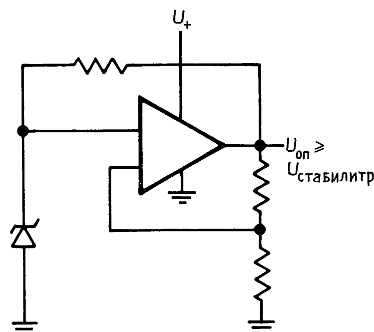


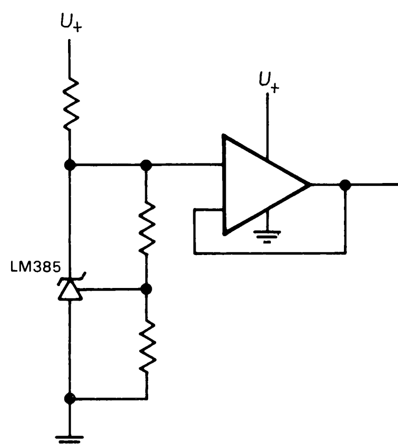
Рис. 14.26.

Следует отметить, что при выборе номинала шунтирующего конденсатора нужно учитывать некоторые тонкие моменты: для наведенных всплесков фиксированной инжекции заряда в узел опорного напряжения земли (т. е. фиксированное произведение ампер-секунда) большему номиналу шунтирующего конденсатора будет соответствовать переходной шумовой процесс в шине земли меньшего уровня, но с большим временем восстановления, чем при небольшом конденсаторе (рис. 14.26). Для низкоскоростной схемы с высоким коэффициентом передачи такое медленное экспоненциальное восстановление может быть хуже, чем появление в выходном сигнале безвредных маленьких пичков.

При проектировании схем формирования опорного напряжения земли нельзя не рассмотреть выходы источников эталонного напряжения, которые иногда присутствуют в других интегральных схемах. Например, таймер LM332 вырабатывает стабильный выходной сигнал напряжением 3,15 В. Другие кристаллы, которые имеют внешние контакты для подключения к источникам внутреннего эталонного напряжения,– это аналого-цифровые преобразователи, преобразователи напряжение–частота (например, схема 331 со своим эталонным напряжением 1,89 В) и







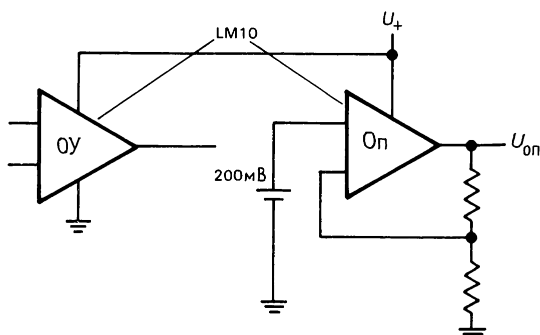


Рис. 14.27. Буферные источники эталонного напряжения.

кристаллы, подобные LM10, которые имеют источник эталонного напряжения 200 мВ, усилитель и к тому же неизрасходованный ОУ. На рис. 14.27 показаны некоторые схемы буферных источников эталонного напряжения.

14.09. Микромощные источники эталонного напряжения и датчики температуры

Большинство источников эталонного напряжения на стабилитронах и на запрещенной зоне являются относительно мощными и не пригодны для использования в микромощных схемах. Как следует из табл. 6.7, большинство трехполюсных источников эталонного напряжения функционируют при токе порядка миллиампера и большинство двухвыводных источников эталонного напряжения на стабилитроне также ориентированы на аналогичные рабочие токи.

К счастью, имеются некоторые источники эталонного напряжения, предназначенные специально для микромощных прикладных задач. Серия LM385 состоит из программируемого двухполюсного источника эталонного напряжения на запрещенной зоне (LM385, 1,24–5,30 В) и двух источников фиксированного эталонного напряжения (LM385-1,2, 1,235 В и LM385-2,5, 2,5 W). Эти модели с фиксированным напряжением предназначены для функционирования при токах до 10 мкА с динамическими полными сопротивлениями в 1 Ом при токах соответственно 40 и 100 мкА. Минимальный ток программируемой версии лежит в пределах от 10 до 40 мкА в зависимости от напряжения. Все версии предлагаются с температурными коэффициентами до 3×10^{-5} °С. Стабилизаторы ICL7663/4 (разд. 14.07) можно использовать в качестве трехполюсных эталонных источников с типовым значением тока покоя 4 мкА и динамическим выходным полным сопротивлением около 2 Ом. Схема ICL8069 представляет собой двухполюсный эталонный источник на запрещенной зоне, который функционирует при токе до 50 мкА (где динамическое полное сопротивление составляет 1 Ом) с температурным коэффициентом, доходящим до 5×10^{-5} °С. Схема AD589 имеет аналогичные характеристики, но с улучшенным температурным коэффициентом (до 10^{-5} °С). Схема LT1004 фирмы Linear Technology подобна схеме LM385-1,2, в то время как LT1034 представляет собой сдвоенный двухполюсный эталонный источник (1,2 В и 7,0 В) с минимальными рабочими токами 20 мкА и температурным коэффициентом 2×10^{-5} °С для источника с напряжением 1,2 В; эталонный источник с напряжением 7 В мог бы работать при токе 100 мкА (мин.), что скромнее, чем у эталонных источников на запрещенной зоне.

Трехполюсный источник эталонного напряжения при повышенных токах обеспечивает лучший температурный коэффициент и выпускается с напряжениями 5, 6,2 и 10 В (точность 0,05%). Он потребляет ток 300 мкА, имеет низкое значение выходного полного сопротивления в диапазоне частот, и характеризуется температурными коэффициентами, достигающими 10^{-5} °С. Даже еще лучше схема REF-43 – трехполюсный эталонный источник положительного напряжения 2,5 В, имеющий точность установки 0,05% и температурный коэффициент 3×10^{-6} °С (макс.). Он имеет низкое значение $Z_{вых}$ (0,1 Ом), прекрасный коэффициент стабилизации ($2 \times 10^{-6}/U_{вх}$ макс.), выходной ток до 10 мА и ток покоя 250 мкА макс.

В табл. 14.5 дан перечень имеющихся в настоящее время микромощных источников эталонного напряжения.

Наконец, существуют микромощные интегральные схемы, которые производят преобразование температуры в ток или напряжение. ИС AD590 и AD592 – это двухполюсные источники тока, которые запускаются напряжениями от 4 до 30 В и вырабатывают ток в 1 мкА/°К (т.е. 298,2 мкА при 0 °С). Схема LM334 работает аналогичным образом, но у ней имеется вход программирования для установки коэффициента преобразования; ее рабочий диапазон от 1 мкА до 10 мА. Схемы LM34 (фирмы Fahrenheit) и LM35 (фирма Centigrade) представляют собой трехполюсные датчики температуры с

Таблица 14.5. Микромощные источники эталонного напряжения

Тип	Изготовитель[а]	Контакты	Запрещ. зона/стабилитрон	Выводы	Подстройка	Напряжение, В	Точность,%	Темп. коэф. макс., $10^{-6}/^{\circ}C$	Напряж. питания мин., В	Ток питания[б], мкА	Вых. ток макс., мА	Шум тип. 10 Гц – 10 кГц, мкВ	Дрейф тип., 10^{-6}/кч	$Z_{вых}$ тип, Ом	$I_{оп}$, мкА	Примечания
TSC04A	TS	2	B	2	–	1.26	2	50	-	15	-	-	-	0.3	1000	
TSC05A	TS	2	B	2	–	2.5	3	50	-	20	-	-	-	0.3	1000	
REF25	FE	2	B	2	–	2.5	-	55[ж]	-	60	-	-	-	1.5	-	
REF43F	PM	3	B	8	•	2.5	0.05	10	4.5	350	10	5[ж]	-	0.03	-	$2 \cdot 10^{-6}/U_{вх}$, макс.
REF50	FE	2	B	2	–	5.0	-	55[ж]	-	60	-	-	-	1.5	-	
LM385	NS	2	B	3	•	1.2-5.3	-	30	-	9	-	50[в]	20	0.4	100[в]	
LM385-1.2	NS	2	B	2	–	1.2	1	30	-	10	-	60	20	1	40	LT1004-1.2
LM385-2.5	NS	2	B	2	–	2.5	1	30	-	20	-	120	20	1	100	LT1004-2.5
AD589M	AD	2	B	2	–	1.24	2	10	-	50	-	5	-	0.6	500	MP5010
LT1034	LT	2	B	2	–	1.22	1	20	-	20	-	4[г]	20	0.3	100	Сдвоенный
"	LT	2	Z	2	–	7	3	40[ж]	-	100	-	-	20	-	-	
LP2950ACZ	NS	3	B	3	–	5.0	0.5	100	5.4	120	100	430[д]	-	0.02	100	Стабилизатор
ICL7663/4S	IL+	3	B	8	•	1.5-10	-	100[ж]	1.5	10	40	-	-	2	-	MAX663/4
ICL8069	IL	2	B	2	–	1.23	2	50	-	50	-	5	1	1	50	
TSC9491A	TS	2	B	2	–	1.22	2	50	-	50	-	-	-	2	-	

[а] см. прим. к табл. 4.1; [б] мин. рабочий ток (для 2-константных источников), макс. ток покоя (для 3-контактных источников); [в] при $U_{оп}$; [г] 0,1–10 Гц; [д] 10 Гц – 100 кГц, шунт 1 мкФ; [е] 0,1 Гц – 1 кГц, макс.; [ж] типовое.

выходом по напряжению (следовательно, 0 В при 0 °F или 0 °С и соответственно 10 мВ/°F или °С) и током покоя 100 мкА. Схема LM335 – это двухполюсная интегральная схема на стабилитроне с напряжением точки пробоя 10 мВ/°К (т. е. 2,982 В при температуре 0 °С), функционирующая при токах до 400 мкА. Для получения дополнительной информации по данному вопросу обратитесь к разд. 15.1.

Технические приемы проектирования микромощных линейных схем. Таким образом, мы уже рассмотрели источники питания, технические приемы выключения источника питания, стабилизаторы и эталонные источники, предназначенные для проектирования микромощных приборов. Сейчас, следуя дальше по темам, мы в оставшейся части книги рассмотрим вопросы проектирования линейных и цифровых схем. Начнем же с примера линейной схемы на дискретных элементах (микромощный усилитель звуковых частот с высоким коэффициентом усиления), затем перейдем к техническим приемам разработки на микромощных ОУ. Затем последуют разделы, посвященные проектированию цифровых и микропроцессорных схем, и наконец, некоторые соображения по компоновке маломощных приборов.

14.10. Проблемы проектирования микромощных линейных схем

В основном проектирование маломощных линейных схем означает работу с малыми токами коллектора (стока) и соответственно с большими значениями коллекторных (стоковых) резисторов. Это приводит к тому, что доминирующим становится влияние емкостей, которое проявляется как в виде эффекта Миллера, так и в виде нормального спада частотной характеристики *RC*-цепи. Вы часто прибегаете к техническим приемам, которые обычно характерны только при конструировании радиочастотных устройств, например применение каскодных (разд. 2.19) эмиттерных повторителей и последовательно-параллельной пары (разд. 13.07). Транзисторы диапазона радиочастот (с частотой f_T порядка 1 ГГц или выше) могут быть хорошим выбором даже и на низких частотах вследствие их крайне малой емкости обратной связи $C_{ос}$; например, транзистор MRF931 имеет $C_{ос} = 0,35$ пФ при $U_{кэ} = 1$ В и предназначен для использования в диапазоне до 1 В и 0,1 мА ($f_T = 3$ ГГц при $I = 1$ мА и $U_{кэ} = 1$ В). Несмотря на такие параметры, как эти, он еще дает выигрыш при работе, когда это возможно, на низких рабочих частотах, например на частотах синхронизации микропроцессорных или других цифровых КМОП-систем.

Другие нежелательные эффекты при работе в режиме с малым потреблением мощности связаны с увеличением уровня шумовой перекрестной помехи (из-за относительно высокого полного сопротивления источников сигнала), уменьшением нагрузочной способности (малые значения рабочих токов, высокие полные сопротивления) и относительно высоким шумовым напряжением транзистора $e_ш$ (тепловой шум в относительно высоком сопротивлении $r_э$; см. разд. 7.13). Эта последняя проблема также присуща микромощным источникам эталонного напряжения; будьте готовы проконтролировать их шумовые параметры. Даже при использовании эмиттерных повторителей выходные полные сопротивления могут быть чрезмерно большими ($r_э = 25$ кОм при $I_К = 1$ мкА).

Как правило, желательно обеспечить функционирование при низких значениях напряжения, поскольку при этом соответственно уменьшаются значения коллекторных резисторов при том же рабочем токе. Кроме того, при том же коллекторном токе мощность снижается пропорционально напряжению источника питания.

14.11. Пример проектирования линейной схемы на дискретных элементах

Давайте представим себе, что необходим малошумящий усилитель звуковых частот с огромным коэффициентом усиления (по крайней мере 80 дБ) и малым током потребления в статическом режиме, предназначенный для работы в некотором уда-

ленном устройстве с питанием от батареи. Поскольку уровни сигнала могут меняться в очень широком диапазоне, было бы прекрасно ввести какой-нибудь блок, обеспечивающий переключение коэффициента передачи в диапазоне, скажем, 60 дБ. Для обеспечения долговечности щелочной батареи с напряжением 9 В (500 мА·ч) мы должны отбирать от нее общий ток не более 20 мкА (что соответствует 3 годам ее эксплуатации), и, поскольку другие схемы, вероятно, записываются от той же батареи, мы выделим из общего бюджета ток 10 мкА для питания самого усилителя.

Первая вещь, о которой следует упомянуть, – это то, что микромощный ОУ не сможет обеспечить требуемые рабочие характеристики. Образцовый «нановаттный» ОУ CA3440, функционирующий при токе 10 мкА, имеет коэффициент передачи на постоянном токе 80 дБ (мин.) и произведение усиление – полоса пропускания 300 кГц, т. е. на частоте 20 кГц его коэффициент усиления составляет только 15 (24 дБ). Мы обсудим вопросы проектирования на микромощном ОУ и основные ограничения в следующем разделе. А сейчас все, что мы должны знать, – это то, что аспекты разработки на ОУ (связь по постоянному току, точность, компенсация единичного усиления) достаточно отличаются от того, что потребуется в данном примере, который можно сделать лучше при использовании дискретных элементов.

Давайте начнем с попытки применить «пару с последовательной обратной связью», рассмотренную в разд. 4.27. (Сверить название с приведенным в 4.27.) На рис. 14.28 показана наша первая попытка, где мы задействовали пару супербета малошумящих транзисторов при комбинированных коллекторных токах в 5 мкА с расчетным коэффициентом передачи (R_2/R_3), равным 200 (46 дБ). Структура цепи смещения не показана. Ток покоя транзистора T_1 устанавливается с помощью выбора падения напряжения $U_{БЭ}$ на резисторе R_1, а резистор R_2 задает коллекторное напряжение транзистора T_2, поскольку определяет его ток покоя.

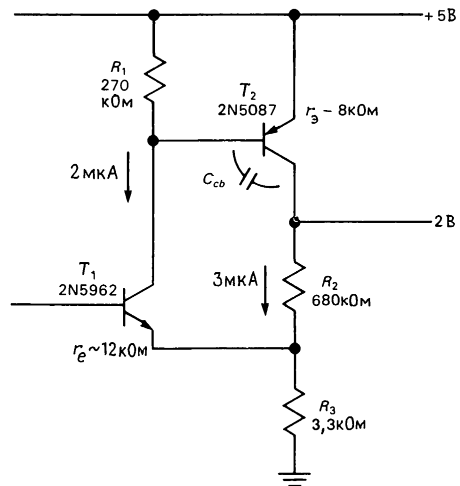
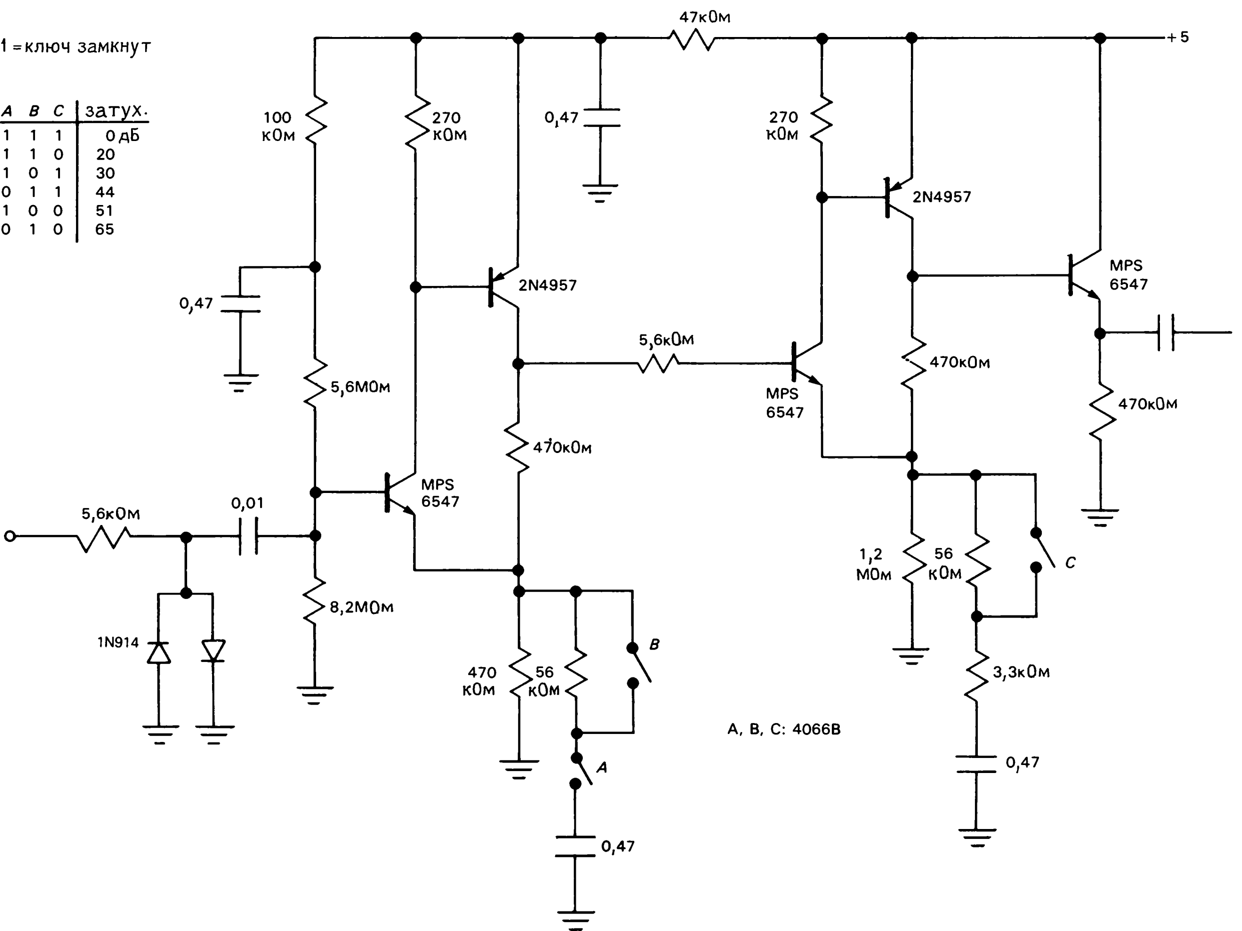


Рис. 14.28.

Сами внутренние эмиттерные сопротивления $r_э$ достаточно большие и равны соответственно 12 кОм и 8 кОм, как плата за малые коллекторные токи.

Два таких каскада при их коэффициенте передачи 90 дБ и токе покоя 10 мкА, кажется, могли бы решить эту задачу, вероятно, потребовалось бы установить на выходе эмиттерный повторитель. Однако, как мы упомянули ранее, влияние емкости может быть разрушительным для схем с малыми токами и высокими значениями полного сопротивления. Давайте рассмотрим, что делает емкость с рабочими характеристиками этой схемы.

Для оценки эффекта Миллера необходимо выяснить, как коэффициент усиления по напряжению распределяется между этими двумя транзисторами. Транзистор T_2 имеет сопротивление $r_э = 8$ кОм, так что его коэффициент усиления по напряжению составит приблизительно 85; первый каскад с эмиттерной обратной связью дает коэффициент усиления приблизительно 2,4. Во втором каскаде с высоким коэффициентом усиления эффект Миллера может преобладать и определять спад частотной характеристики усилителя. Действительно, для нашего случая транзистор 2N5087 имеет $C_{кб} =$ $= 6{,}5$ пФ при напряжении $U_{кб} = 2$ В, которая действует как входная емкость 550 пФ на землю в цепи базы. Реактивное



A	B	C	затух.
1	1	1	0 дБ
1	1	0	20
1	0	1	30
0	1	1	44
1	0	0	51
0	1	0	65

Рис. 14.29. **Микромощный усилитель звуковых частот с высоким коэффициентом усиления. Ключи на полевых** транзисторах позволяют вводить затухание, начиная с максимального усиления, как показано.

сопротивление этой емкости Миллера равно значению сопротивления R_1 на частоте 1 кГц и может вызвать на этой частоте спад частотной характеристики в 3 дБ при отсутствии общей отрицательной обратной связи. С обратной же связью спад частотной характеристики начинается выше приблизительно с частоты 4,4 кГц, что неудовлетворительно для усилителя звуковых частот, в идеальном случае она должна быть плоской до частоты 20 кГц.

Решение этой проблемы основано на том, чтобы понять, что здесь «убийцей» является емкость $C_{кб}$ (из-за эффекта Миллера) и использовать тогда транзистор с очень низким значением $C_{кб}$. Сам $p-n-p$-транзистор 2N4957 представляет собой удачный выбор, малошумящий ОВЧ-усилитель с высоким коэффициентом усиления и с $C_{кб} = 0,6$ пФ при напряжении 2 В. На рис. 14.29 показана итоговая схема с каскадным включением двух пар с последовательной обратной связью и выходным эмиттерным повторителем. Вторая пара имеет большее значение резистора в цепи эмиттера для надлежащего смещения при связи по постоянному току с первым каскадом. Переключение коэффициента передачи сделано с помощью КМОП-матрицы ключей 4066В, которая имеет низкий уровень шума и хорошую внутреннюю изоляцию между ключами. Развязка источника питания является хорошей идеей для схемы усилителя с высоким коэффициентом передачи, подобному этому. В том случае, когда все ключи замкнуты, этот усилитель имеет коэффициент передачи 90 дБ (переключаемый до 30 дБ при различных комбинациях в замыкании ключей), ширину полосы пропускания 27 кГц и приведенное ко входу напряжение шума 12 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$; при полном сопротивлении источника 50 кОм его шум-фактор составляет 1,1 дБ. Для сравнения стоит указать, что КМОП ОУ CA3440, который мы рассматривали вначале, имеет на 20 дБ больший уровень шума ($e_ш = 110$ нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$); даже прекрасный биполярный ОУ фирмы PMI OP-90 имеет $e_ш = 40$ нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при токе питания 20 мкА и произведение усиление–полоса пропускания 25 кГц (что обеспечивает скудное усиление только 2 дБ на частоте 20 кГц). Для этой прикладной задачи технические приемы проектирования на дискретных элементах являются обязательными.

Может показаться парадоксальным применение ОВЧ-транзисторов в диапазоне звуковых частот, но наш пример продемонстрировал, что это дает хороший эффект. В справочных пособиях по РЧ можно найти несколько таких «драгоценностей». Например, транзистор MRF9331 имеет $C_{кб} = 0,25$ пФ при напряжении 0 В (!) и частоту $f_T = 5$ ГГц при токе 1 мА. Эти приборы ориентированы для работы при низких значениях напряжений и токов и предназначены для питаемых от батарей систем связи. Например, при реальных измерениях транзистор MRF9331, который функционирует при $U_{КЭ} = 1,5$ В, имеет $h_{21э} = 30$ при токе 10 нА и 60 – при 1 мкА.

14.12. Микромощные операционные усилители

Как и в обычных ситуациях, при разработке линейных устройств соблазнительно отказаться от дискретных маломощных транзисторов в пользу микромощных ОУ, предусматривая, что они могут обеспечить необходимые рабочие характеристики. Постоянный прогресс в технологии биполярных линейных ИС наряду с недавними улучшениями в производстве интегральных КМОП-схем привел к обоснованному выбору микромощных ОУ. Имеется, однако, несколько серьезных компромиссов и конструкторских неудобств при использовании микромощных ОУ. Давайте рассмотрим некоторые из этих проблем.

При всех остальных одинаковых характеристиках уменьшение рабочего тока ОУ вызывает соответствующее понижение частоты единичного усиления f_T и максимальной скорости нарастания выходного напряжения, увеличение выходного полного сопротивления $Z_{вых}$, появление искажений типа «ступенька» и возрастание

входного шумового напряжения $e_{ш}$. В большинстве случаев имеется также тенденция к снижению имеющегося выходного тока возбуждения $I_{вых}$. Кроме этих нежелательных характеристик схемные ухищрения, необходимые при проектировании микромощных ОУ, могут привести к дополнительным патологиям, как например, вероятность низкочастотных возбуждений (рокот из-за самовозбуждения НЧ-каскадов), ключевой режим с фиксацией состояния или недостаточный диапазон схемы подстройки входного смещения.

Во многих случаях микромощное проектирование означает проектирование с батарейным питанием, зачастую с единственным (и вероятно, нестабилизированным) источником постоянного напряжения. Функционирование ОУ при наличии единственной низковольтной батареи приведет только к ограничению размаха выходного сигнала; для того чтобы сохранить хороший динамический диапазон и точность при этих малых сигналах, необходимо иметь меньшие значения $U_{сдв}$ в сравнении с обычной схемой, использующей напряжения источников питания $\pm$ 15 В. Например, ОУ, который может обеспечить размах выходного сигнала только на 2 В ниже максимальных перепадов источника питания, ограничен в обеспечении максимального двойного размаха напряжением 3 В, при питании его от единственной батареи с напряжением 9 В (которое падает до 7 В в конце срока службы), сравните с 26 В двойного размаха при запитывании от источника питания с напряжением $\pm$ 18 В. В этом примере вам потребовалось бы поддерживать входные смещения ОУ приблизительно в 10 раз меньше (при проектировании с батарейным питанием) с целью поддержания эквивалентной точности.

Программируемые и микромощные ОУ. Существуют две категории операционных усилителей, которые пригодны при проектировании микромощных устройств, а именно *программируемые* ОУ и *маломощные* ОУ.

Программируемые ОУ (разд. 4.13) аналогичны обычным ОУ, но имеют дополнительный контакт «программирования», который позволяет установить рабочие токи внутри самой ИС. Типично для программируемых ОУ использование токовых зеркал в различных модификациях с целью задания рабочих токов их внутренних каскадов таким образом, что сам общий рабочий ток покоя кратен этому программируемому току $I_{уст}$. Обычный способ задания тока $I_{п}$ состоит в том, чтобы «прицепить» резистор между контактом программирования и одним из источников питания (обычно U_{-}), поскольку контакт программирования непосредственно питает током токовое зеркало. Допустимы токи покоя, достигающие микроампера или меньше, хотя при соответствующем ухудшении динамических характеристик (например, при $I_{п} = 1$ мкА программируемый ОУ 4250 имеет SR = 0,005 В/мкс и $f_{T} = 0{,}01$ МГц). Некоторые наиболее популярные программируемые ОУ – это LM346 и 4250 (оба биполярные) и КМОП ОУ СА3440.

Маломощные ОУ представляют собой просто ОУ, спроектированные с такой внутренней структурой, чтобы работать при низком токе покоя, но без контакта программирования. Примерами таких ОУ являются: прецизионные OP-20 (45 мкА) и OP-90 (12 мкА макс.) и «ЛинКМОП» TLC27L2 (20 мкА) фирмы TI. Вариации на эту тему связаны с выбором рабочего тока, согласно тому, куда подключен контакт *выбора* к U_{+} или U_{-} или оставлен свободным. Как TLC271, так и ICL7612 работают таким образом, при этом допускается выбор рабочих токов 10 мкА, 100 мкА и 1 мА.

Пример разработки на ОУ: прибор для отыскания неисправностей типа узел прокола. Давайте начнем с простого примера, а именно посмотрим, как производится разработка устройства на микромощном ОУ. Мудреной проблемой отыскания повреждений является поиск так называемых узловых точек прокола, в которых имеется закоротка где-нибудь на печатной плате. Это может быть реальное короткое замыкание в самом монтаже или случай, когда выход какого-нибудь прибора (например, цифрового формиро-

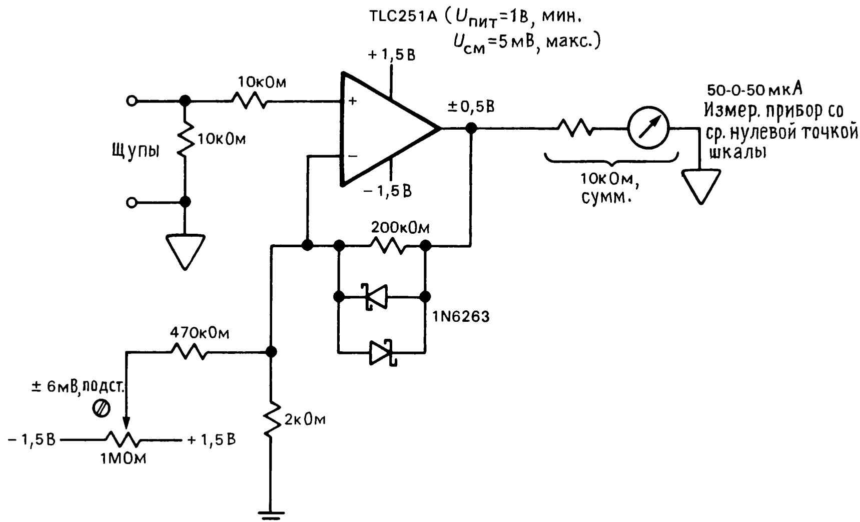


Рис. 14.30. Прибор для поиска неисправностей: плавающий усилитель постоянного тока с высоким коэффициентом усиления и ограничивающими выходной сигнал диодами.

вателя с третьим состоянием) находится в фиксированном состоянии. Это найти трудно, поскольку, где бы вы не измерили потенциал на этой линии связи, получается нулевое напряжение относительно шины земли.

Однако в устройстве, которое обеспечивает разрешение этой проблемы, должен использоваться чувствительный вольтметр для измерения падения напряжения *вдоль* проводника с проколом. Типовой сигнальный проводник на печатной плате может быть шириной 0,012 дюйма и толщиной 0,0013 дюйма (1 унция на квадратный фут) и иметь сопротивление вдоль этого проводника 44 мОм на дюйм. Итак, если имеется прибор, блокирующий где-нибудь линию на землю, а вы вводите диагностирующий постоянный ток в 10 мА где-нибудь еще, то будет падение напряжения 440 мкВ на дюйм в направлении к узлу прокола.

Давайте спроектируем прибор для поиска неисправности типа узел прокола. Его питание должно осуществляться от батареи, так чтобы он мог при испытании быть взвешенным относительно находящейся под питанием схемы. Он должен быть достаточно чувствительным с тем, чтобы отображать такое малое падение напряжения, как ± 100 мкВ, на измерительном приборе с центральной нулевой точкой. В идеальном случае хорошо было бы иметь нелинейную шкалу с тем, чтобы даже при падениях напряжения в десятки милливольт показания прибора не выходили за пределы шкалы. При микромощном проектировании можно было бы исключить выключатель питания, поскольку 9-вольтовые батареи или элементы АА-типа обеспечивают почти полное время жизни (соответственно 500 мА·ч и 1400 мА·ч) при токах потребления меньше 20 мкА.

При использовании взвешенного батарейного питания наиболее простая схема содержит неинвертирующий усилитель с высоким коэффициентом усиления, который работает на измерительный прибор с нулевой центральной точкой шкалы (рис. 14.30). Поскольку вход и выход являются по сути биполярными, вероятно, будет лучше использовать пару АА-элементов, обеспечивающих питание ОУ от нестабилизированных источников питания ± 1,5 В. Обратно включенные диоды Шоттки уменьшают коэффициент усиления при больших размахах сигнала и предотвращают зашкаливание прибора; на рис. 14.31 представлены его результи-

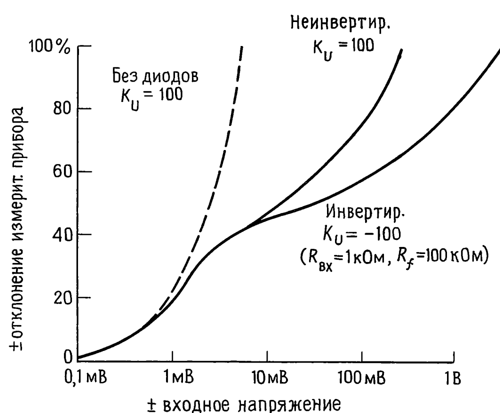


Рис. 14.31. Прибор для поиска неисправностей обеспечивает большой динамический диапазон с помощью нелинейной обратной связи.

рующие характеристики, т.е. в зависимости от напряжения $U_{вх}$. Следует отметить, что входной резистор цепи защиты в случае превышения напряжениями значений $\pm$ 1,5 В подключается поперек входов. Резистор с номиналом 10 кОм поперек входа поддерживает нулевое напряжение на выходе, когда прибор не подключен к испытываемой схеме.

Главная трудность при таком проектировании состоит в обеспечении выходного смещения не более 100 мкВ, в то время как сохраняется микромощный ток потребления, и все это должно быть при напряжениях источника питания как раз $\pm$ 1,5 В. ОУ типа TLC251A предназначен для работы в условиях, когда общее напряжение источника питания достигает 1 В, а его КМОП выходной каскад дает размах сигнала, соответствующий полному перепаду напряжений питания. Он имеет выбираемые рабочие токи, а именно 10 мкА, 150 мкА и 1 мА; как и следовало ожидать, мы выбираем ток 10 мкА (подключая контакт 8 к U_+). При таком выборе уменьшается скорость нарастания и ширина полосы пропускания, что нам безразлично, но реально улучшается дрейф входного смещения (0,7 мкВ/°С). Неподстроенное входное смещение составляет 5 мВ и его, очевидно, придется скомпенсировать. Однако вот краткая выдержка из технических условий, а именно: «величина нулевого диапазона меняется в соответствии с выбором напряжения смещения ... При малом смещении или когда ОУ TLC251 используется при напряжении питания ниже 4 В общее приведение к нулю может не обеспечиваться на всех экземплярах».

Если же при подстройке напряжения смещения обычным образом схема все же не работает, то спроектируйте свою собственную. Здесь мы обращаемся к предлагаемой схеме. Она гарантирует работу, поскольку можно подавать больше 5 мВ на инвертирующий вход. И это увеличит ток потребления только на 3 мкА. Но это компромиссное решение, поскольку сама подстройка зависит от напряжения нестабилизированной батареи. Ток подстройки пропорционален напряжению батареи так, что в худшем случае (начальная входная погрешность полные 5 мВ) дрейф напряжения смещения составит 50 мкВ на процент изменения напряжения батареи.

До последнего времени не было четкого решения этой проблемы. Однако ОУ типа OP-90 фирмы PMI счастливо обеспечивает здесь прекрасное решение. Он представляет собой микромощный ОУ с током питания 12 мкА и может работать при напряжениях источников питания вплоть до $\pm$ 0,8 В. В своей лучшей модификации (OP-90E) он имеет $U_{см}$ = = 150 мкВ (макс.), неподстраиваемое. Хотя это и биполярный ОУ, размах его выходного напряжения в целом достигает отрицательного перепада и падение напряжения на диоде ниже положительного перепада, что в данном случае достаточно хорошо. Для этой прикладной задачи было бы, вероятно, более разумно купить дешевый образец (OP-90G, 0,5 мВ) и подстроить его напряжение смещения с помощью внешней цепи. Одним из преимуществ от использования микромощного ОУ с фиксированным смещением по сравнению с программируемым ОУ является то, что подстройка напряжения смещения гарантирует работу.

Многоцелевые микромощные ОУ. Первым программируемым ОУ (в действительности первый маломощный ОУ) был

биполярный ОУ типа 4520, выпущенный в 1967 г. фирмой Union Carbide, которая впоследствии продала свою поточную линию по выпуску линейных схем фирме Solitron. В 1970 г. ОУ 4250 стоил 42,5 долл. Они сразу стали популярными (и еще остаются) и широко выпускаются вторичными фирмами-изготовителями. ОУ 4520 пригоден для работы вплоть до микроамперных токов или около того и будет работать с общим напряжением источника питания 2 В. Он дешев и обеспечивает приличные рабочие характеристики.

ОУ 4250 обладает одной характерной конструктивной особенностью, которая может привести к проблемам, когда он работает на малом токе. Он имеет забавную цепь смещения, которая обеспечивает дополнительный ток в каскадах выходных формирователей, если выходной ток через нагрузку на землю является большим (по сравнению с током $I_{уст}$, умноженным на пару $h_{21э}$). При этом предполагалось обеспечить помощь в запитывании чрезмерных нагрузок, но тогда сама схема может получить обратный пробой, если вы переборщите с этим, т. е. с формирователями, отбирающими ток питания от остальной части ОУ. Сам ОУ тогда выключается, происходит разряд через корректирующий конденсатор, затем напряжение снова быстро возрастает и т. д., что приводит к низкочастотным колебаниям с частотой в несколько сотен герц.

Этот недостаток был устранен в счетверенном биполярном ОУ LM346, который не «моторная лодка», но который из-за этого, следовательно, имеет жалкую производительность по выходному вытекающему току при низких токах питания (рис. 14.32). ОУ 346 представляет собой в других отношениях чудесный ОУ, организованный как один ОУ плюс строенный ОУ с соответствующей парой входов программирования.

Одна проблема, характерная для биполярных программируемых ОУ, которые функционируют при очень низких токах, связана с тем, что входной ток смещения не падает так же быстро, как ток потребления от источника питания

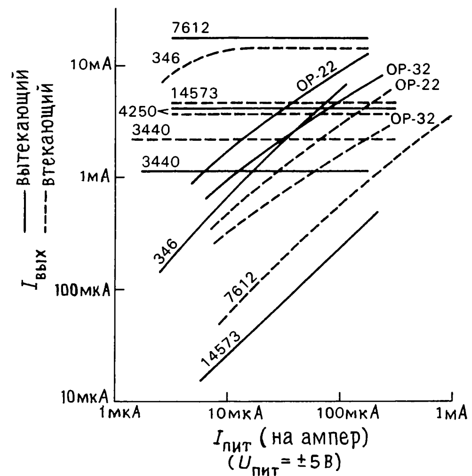


Рис. 14.32. Зависимость выходного возбуждения (вытекающий и втекающий ток) различных программируемых ОУ от тока источника питания.

(т. е. коэффициент передачи бета входного каскада уменьшается при малом токе коллектора); например, ОУ LM346 имеет относительно большое значение тока $I_б$ (макс.) порядка 100 нА при функционировании при токе 35 мкА на один ОУ. Эта проблема часто становится серьезной, поскольку в большинстве программируемых ОУ во входных каскадах не используется схема Дарлингтона или супер-бета-транзисторы. При проектировании более современных программируемых ОУ особое внимание уделяется полевым МОП-транзисторам, в качестве примера можно привести следующие серии: ICL761*x* фирмы Intersil, «ЛинКМОП» TLC250/270 фирмы TI и CA3440 фирмы RCA. Все они имеют токи смещения в пикоамперном диапазоне, все допускают подачу синфазного сигнала в диапазоне вплоть до отрицательного перепада напряжения питания. ОУ типа ICL7612 имеет дополнительную полезную особенность, а именно возможность функционирования при размахе входного синфазного сигнала выше *обоих* перепадов питания. Выходные каскады на полевых МОП-транзисторах могут обеспечивать размах сигнала до уровней напряжения

питания; выходные каскады ОУ серии 761x все могут достигать насыщения на уровне обоих напряжений питания, в то время как ОУ серии TLC250/270 достигают насыщения только при отрицательном напряжении питания. Только ОУ типа 3440 является полностью программируемым (другие предлагают выбор в виде трех токов питания) и считается неоспоримым чемпионом при работе на крайне низких токах. Вы можете запустить его при токах питания в несколько *нано*ампер, хотя при этом не будут обеспечиваться характеристики по скорости: при токе питания 100 нА ОУ 3440 имеет скорость нарастания 0,0004 В/мкс, а его $f_T = 200$ Гц! Однако вследствие своей МОП-структуры он еще обеспечивает хорошую производительность по выходу (1 мА при общем перепаде напряжения питания 2 В). ОУ 3440 представляет собой хороший выбор для микромощного проектирования. (*Предупреждение:* отметим, что на рис. 7 и 8 в технических условиях должно быть указано нА, а не мкА.)

Семейство ЛинКМОП ОУ фирмы TI (серии TLC250/270) имеет некоторые очень привлекательные особенности, включая (аналогично 3440) хорошую производительность по выходу при низком токе питания. В нем используется технология легирования фосфором поликремниевого затвора с тем, чтобы получить крайне низкий временной дрейф напряжения смещения (0,1 мкВ/мес) и избежать традиционной хилости ОУ и компараторов на МОП-транзисторах с металлическим затвором. Фирма TI выпускает реальный победитель по этим параметрам, но неудачно и скудно представленный в их традиционно малоинформативных технических данных по линейным устройствам.

Для большинства ОУ по КМОП-технологии (включая и все упомянутые выше) характерна проблема, связанная с ограничением общего напряжения питания (см. разд. 4.22), в типовом случае 16 В (например, ± 8 В макс.). Это плохие новости; хорошей же новостью является то, что они могут работать при очень низких общих напряжениях источника питания (2 В – для 761x, 1 В – для TLC250, 4 В – для 3440).

Мы собрали в табл. 14.6 и 14.7 данные о маломощных и программируемых ОУ, по которым у нас имеется информация. Если вы сравните их с табл. 3.1, то увидите, что микромощное проектирование представляет собой специальный предмет.

Пример микромощного проектирования: интегрирующий метроном. На рис. 14.33 показана микромощная схема, которая формирует внятное тикание со скоростью, пропорциональной интенсивности светового потока от лампы фотоувеличителя. Таким образом, если вы зададите время экспозиции вашего фотоувеличителя, то отпечатки будут экспонированы одинаково, даже если яркость лампы меняется (возможно, вследствие изменений напряжений в сети питания, прогрева флуоресцентной лампы и т. д.). Целью проектирования была также возможность функционирования при батарейном питании с напряжением 9 В (простая, дешевая) и отсутствие выключателя сети (пользователи забывают выключать его). Так же должна быть сигнализация (на светодиоде) хорошего состояния батареи.

Поскольку ток питания от батареи должен поддерживаться на уровне ниже 20 мкА с тем, чтобы 9-вольтовая батарея имела срок службы 2 г. (500 мА·ч, см. табл. 14.2), и поскольку светодиод и пьезоэлектрический звуковой индикатор потребляют ток по несколько миллиампер каждый, то единственным способом исключить выключатель питания состоит в том, чтобы использовать методы отключения источника питания (см. разд. 14.17), включая мощные схемы только на время, когда обнаруживается свет от лампы. Это прекрасная возможность использовать программируемые ОУ, которые можно отключать через их контакт программирования. Давайте рассмотрим саму схему.

Нам необходимо биполярное питание, но нет желания использовать две батареи, и тогда мы начали с применения микромощного повторителя U_2 для формирования потенциала «земли» на уровне $+6$ В (обозначение ”REF6“). Через дели-

тель (пока пренебрегаем резистором R_6) протекает ток 1 мкА, а сам ОУ 3440 имеет такое смещение через резистор R_8, что его рабочий ток составляет 2,5 мкА ($I_п = 10I_{уст}$). ОУ 3440 представляет для этой задачи хороший выбор, поскольку он сделан по КМОП-технологии, которая обеспечивает пренебрежимо малый входной ток (50 пА, макс.) и обладает производительностью по выходному току в несколько миллиампер (как втекающему, так и вытекающему), даже при микроамперных токах покоя. В действительности мы могли бы его запустить и при меньшем токе; мы выбрали номинал резистора 22 МОм, поскольку это максимально возможный номинал стандартного резистора, а результирующий ток лежит в пределах нашего бюджета! Следует отметить шунтирование цепи делителя с целью подавления «мусора» из-за емкостной связи (с мегаомными полными сопротивлениями следует обращаться осторожно). Подключенный к выходу конденсатор с номиналом 2,2 мкФ поддерживает низким полное сопротивление этой шины даже на высоких частотах, где у ОУ U_2 нет усиления ($f_T = 0{,}01$ МГц при токе $I_п = 2{,}5$ мкА), резистор развязки R_9 предотвращает возбуждение усилителя U_2 при емкостной нагрузке (см. разд. 7.07). На усилитель U_2 всегда подается питание.

Детектор освещенности представляет собой фотодиод, который вырабатывает ток (номинальное значение 100 мкА, но пропорциональное интенсивности света от излучателя) в короткозамкнутой нагрузке, а именно, в виртуальную землю (точку кажущейся земли) усилителя $U_{1а}$. Нам требуется сформировать частоту колебаний в точности пропорционально этому току, что подразумевает наличие конденсатора и релаксационного генератора. Эта схема не будет работать, поскольку фотодиод, действующий как источник тока, имеет очень маленькую податливость (0,1 В или меньше). Кроме того, необходимо выбрать способ откалибровать сам прибор, т. е. провести регулировку, которая обеспечит тикание метронома через интервалы в 1 с, когда конкретная лампа имеет нормальную яркость (что может соответствовать току 50 мкА или 200 мкА, а не номинальному 100 мкА). Наконец, необходимо выбрать способ включения источника питания при обнаружении света.

Вследствие этих причин мы начали с разработки каскада с транссопротивлением (преобразование тока в напряжение), коэффициент усиления которого регулируется с помощью резистора R_3 в диапазоне, большем, чем 15:1. Конденсатор C_1 добавлен в схему с целью некоторого сглаживания пульсаций флуоресцентных источников света, которые мерцают с частотой 120 Гц. Фотодиод подключен к точке REF6, с тем чтобы поддерживать его в рабочем диапазоне усилителя U_1 по синфазному сигналу. Это приводит к тому, что напряжение на выходе усилителя $U_{1а}$ ниже потенциала точки REF6 на величину, пропорциональную световому потоку, в номинальном режиме она составляет 0,66 В (для тикания с интервалом 1 с), когда уже проведена калибровка. Выходной сигнал с усилителя $U_{1а}$ поступает на две схемы: компаратор ($U_{1с}$), который управляет выключением источника питания, и источник тока ($U_{1в}$), который обеспечивает возбуждение релаксационного генератора, поделенная частота которого и будет выходным параметром метронома.

Компаратор ($U_{1с}$) представляет собой одно из трех звеньев усилителя U_1 (a, b и c), которые функционируют постоянно, его смещение проводится через резистор R_{10} при общем токе приблизительно 9 мкА. Мы хотим включать источник питания, когда напряжение выходного сигнала усилителя $U_{1а}$ становится чуть ниже потенциала шины RFE6, при этом мы снимаем эталонное напряжение с резистора R_6 делителя на входе усилителя U_2, которое на 0,1 В ниже потенциала шины REF6. Выходной сигнал компаратора $U_{1с}$ переводит транзистор T_1 в насыщение, что приводит к подключению источника питания + 9 В, который обозначен как "+ 9SW" и который, следовательно, появляется всякий раз, когда включается лампа фотоувеличителя.

Таблица 14.6. Микромощные ОУ

Тип	Изготовитель[а]	Ток питания на ОУ ($U_{пит}=\pm5$ В) тип., мкА	#/корпус 1 2 4	Полевой транзистор[б]	Размах синфазного сигнала?[в]	Общее напряжение питания, В мин.	макс.	$U_{см}$ тип., мВ	$I_б$ тип., нА	$e_ш$ 10 Гц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип., В/мкс
CA3420	RC	400	• – –	M	H	2	20	2	0.05pA	350	0.5
AD821B	AD	400[m]	• • •	K	H	4	36	0.1	0.01	90	3
OP-97E	PM	380	• – –	–	–	4.5	40	0.01	0.03	17	0.2
LT1012C	LT+	380	• – –	–	–	4	40	0.01	0.03	17	0.2
LT1013C	LT	370	• • •	–	H	4	40	0.06	15	24	0.4
358/324	NS+	350	– • •	–	H	3	32	2	45	-	0.5
TSC911A	TS	350	• • •	M	H	4	16	0.005	0.07[и]	11[д]	2.5
TSC918	TS	300	• – –	M	H	4.5	16	0.005[и]	0.1[и]	4[д]	0 2
ALD1701	AL	300	• – –	M	O	2	12	2	0.001	-	1
LM10	NS+	270	• – –	–	H	1.1	40	0.3	10	50	0.1
312	NS+	240	• – –	–	–	4	40	2	1.5	45	0.1
MC34181	MO	210	• • •	K	–	3	36	0.5	0.003	65	10
OP-80E	PM	200[m]	• – –	M	H	4.5	16	1[и]	10fa	70[е]	0.2[и]
HA5151	HA	200	• • •	–	–	2	40	2	70	15[е]	4.5
TL031	TI	190	• • •	K	П[ж]	10	36	0.5	0.002	61	2.9
MC33171	MO	180	• • •	–	H	3	40	2	20	32[е]	2.1
OP-21	PM	170	• • •	–	–	5	36	0.04	50	20	0.3
TL061	TI+	170	• • •	K	–	4	30	3	0.03	85	3.5
MAX432	MA	170	• – –	M	H	6	32	0.001	0.01	1.2[д]	0.13
TLC25M2A	TI	150	– • •	M	H	1	16	5[и]	0.001	38[е]	0.6
LF441	NS	150	• • •	K		6	36	0.3	0.01	50	1
AD548C	AD	150	• • –	K	–	9	36	0.25[и]	0.005	35[е]	1.8
TSC900	TS	140	• – –	M	H	4.5	16	0.005[и]	0.07[и]	4[д]	0.2
ICL7621	IL	100	• • •	M	–	2	18	5[и]	0.001	100[е]	0.2
LT1006	LT	90	• – –	–	H	4	40	0.03	10	24	-
TL022	TI	65	– • •	–	–	4	36	1	100	50[е]	0.5
HA5141A	HA	45	• • •	–	H	2	40	0.5	45	35	1 5
OP-20	PM	40	• • •	–	H	4	36	0.06	15	60	0.03
LT1078A	LT	40	– • •	–	H	2.2	44	0.03	6	29	0.07
LP324	NS	20	– – •	–	H	3	32	1	1	-	0.05
TLC1078C	TI	15	– • •	M	H	1.4	16	0.18	0.7pA	68[е]	0.05
LT1178A	LT	15	– • •	–	H	2	44	0.03	3	50	0.03
OP-90	PM	12	• • •	–	H	1.6	36	0.05	4	35[з]	0.01
TLC25L2A	TI	10	– • •	M	H	1	16	5[и]	0.001	70[е]	0.04

а) см. прим. к табл. 4.1; б) K — полевой транзистор с p—n-переходом, M — полевой МОП-транзистор; в) входной рабочий диапазон синф. сигнала: О — до обоих напряжений питания, Н — до отр. напряжения питания. П — до положит. напряжения питания; г) нулевой, когда вытекающий; д) мкВ двойной размах, 0 — 10 Гц тип.; е) на 1 кГц; ж) пониженная скорость нарастания и f_T; з) на 30 Гц; и) мин./макс.

Тип	f_T тип., кГц	$K_{вых.Н}$ тип., дБ	Выходной ток, мА: вытекающий	втекающий	Отклонение напряжения на выходе ΔU от напряжения питания, В: U_+	U_-	Примечания
CA3420	500	100	1.5	1.5	0.1	0.1	Низкий ток $I_б$
AD821B	1300	120	10	10	0	0	Прецизионный, единственный источник питания
OP-97E	900	126	10	10	1	1	Маломощный OP-77
LT1012C	1000	126	10	10	1	1	Прецизионный, малошумящий, низкий ток $I_б$
LT1013C	1000	137	20	20	1	0	Значительно улучшенный 358/324
358/324	500	115	20	20	1.5	0.5[г]	Популярный с единственным напряжением питания
TSC911A	1500	120	3.5	3.5	0.7	0	Модулятор; внутренняя емкость
TSC918	700	130	-	-	1	0	Модулятор; дешевый
ALD1701	1000	108	0.5	0.5	0	0	Вх. и вых. напряжение до обоих напряжений пит.
LM10	300	120	20	20	0.01	0.01	Вых.напряжение до напряжений пит.; внутр.эталонное напряжение
312	400	110	5	5	1	1	Исходная низкая точность $I_б$
MC34181	4000	88	8	11	1	0.5	Быстродействующий, малые искажения
OP-80E	300	100	10	10	1.5	0	Сверхнизкий ток $I_б$, 5 пА (мак.) при 85 °C
HA5151	1300	100	3	3	1	0.7[г]	Быстродействующий
TL031	1000	83	8	20	1	1.1	Улучшенный TL061
MC33171	1800	114	4	15	1	1	
OP-21	600	120	-	-	1	1	Прецизионный, малошумящий
TL061	1000	80	15	15	1.5	1.5	Быстродействующий
MAX432	125	150	0.2	3	0	0	Модулятор, низкий шум тактовой частоты $C_{вн}$
TLC25M2A	700	106	10	3	1.5	0	ЛинКМОП-серия
LF441	1000	100	4	6	2	2	Лучший полевой с p-n-переходом
AD548C	1000	100[и]	5	5	2	2	Улучшенный LF441; сдвоенный-648
TSC900	700	130	2.5	2.5	1.5	0	Модулятор
ICL7621	500	102	20	0.6	0	0	Вых. напряжение до обоих напряжений пит.
LT1006	-	126	20	20	1	0	Прецизионный
TL022	500	80	2	2	2	2	
HA5141A	400	100	3	0.8	1	0.5[г]	Быстродействующий
OP-20	100	120	0.5	0.5	0.5	0.5	Прецизионный
LT1078A	200	120	10	10	1	0	Прецизионный, рекомендуется
LP324	100	100	10	5	1.5	0.5[г]	Лучший биполярный
TLC1078C	110	118	15	15	1	0	ЛинКМОП, низкое напряжение смещения
LT1178A	60	117	5	5	1	0	Прецизионный, рекомендуется
OP-90	20	122	5	5	1	0.7[г]	Прецизионный, рекомендуется
TLC25L2A	100	110	10	3	1.5	0	

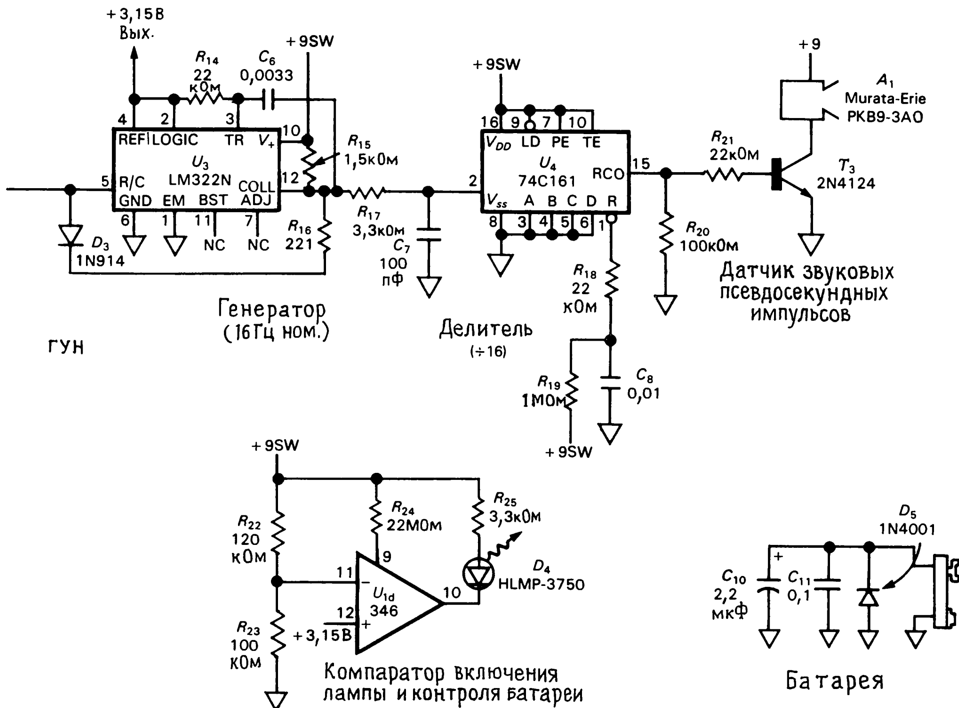
Таблица 14.7. Программируемые ОУ

Тип	Изготовитель[а]	Ток питания, мкА мин.	Ток питания, мкА макс.	#/корпус 1 2 4	Полевой транзистор[б] Размах синф. сигнала?[в]	Общее напряжение пит., В мин.	Общее напряжение пит., В макс.	$I_{пит}$ на ОУ, мкА[г]	$I_{уст}$, мкА	$U_{см}$ тип., мВ	$I_б$ тип., нА	$e_ш$ при 10 Гц тип., нВ/Гц	Скорость нарастания тип., В/мкс	f_T тип., кГц	$K_{вых.Н}$ тип., дБ	Вых. ток., мА вытекающий	Вых. ток., мА втекающий	Отклонение напр. на выходе ΔU от напр. пит., В U_+	U_-	Примечания
OP-22	PM	1	400	• – –	– Н	3	30	10 100	1 10	0.1	3 20	90 40	0.008 0.08	20 200	125	0.7 5	0.4 2	0.8	0.8	
OP-32	PM	1	2000	• – –	– Н	3	30	10 100	0.6 6	0.1	2 15	120 50	0.03 0.3	100 1000	125	0.4 2	0.2 1	0.8	0.8	
XR094	XR		7000	– – •	К –	-	36	10 100	2.3 23	3	0.08	18[е,д]	0.1 1	20[ж] 200	105	-	-	1.5	1.5	Плохие технические условия; источник $I_{уст}$
TLC251B	TI	10	1000	• • •		1	16	10 150	- -	2[к]	0.001	70[е] 38[е]	0.04 0.6	100 700		10	3	1.5	0	TLC 25xx, 27xx семейство
346	NS+	4	1000	– – •	– –	3	40	10 100	0.3 3	0.5	3 20	150 70	0.01 0.1	30 300	120	0.5 5	20 20	1	1	3+1; источник $I_{уст}$
SL562	PL	10	3000	• – –	– –	3	20	10 100	0.4 4	1	2 10	35[е]	0.01 0.3	50 400	90	-	-	0.8	0.8	Источник $I_{уст}$
HA2725	HA	1	1500	• – –	– –	2.4	36	10 100	1 9	2	2 8	150 125	0.05 0.5	60 600	92	1 5	1 5	1	1	
CA3078A	RC	0.1	1000	• – –	– –	1.5	30	10 100	1 10	0.7 1.3	6 60	60 25	0.3[з] 1.5[з]	1000[з] 10000[з]	100	10	10	0.7	0.7	Внешн. коррекция; источник $I_{уст}$
CA3440A	RC	0.02	10	• – –	М Н	4	15	10 100	1 10	2	0.01	250	0.03 0.3	50 300	100	1	2	2	2	Наименьший $I_{пит}$
MC3476	MO	0.1	1000	• – –	– –	12	36	10 100	1 10	2	1 10	-	0.07 0.6	200 700	110 125	- 5	- 5	2	2	
XR4202	XR		-	– – •	– –	3	36	10 100	0.3 3	0.5	200[к] -	300[к] 100[к]	0.006 0.06	15 150	80	-	-	1.4	1.4	Плохие технические условия
4250	Все	0.5	300	• – –	– –	2	36	10 100	1.6 16	3[к]	6 40	60	0.03 0.3	80 250	105	5	5	1	1	Первый программируемый ОУ
ICL7612	IL	10	1000	• • •	М О	2	16	10 100	- -	2[к]	0.001	100[е]	0.02 0.2	40 500	102	20 20	0.07 0.7	0	0	76xx семейство
MC14573	MO	4	1500	– – •	М Н	3	15	10 100	5 50	8	0.001	1200 1600	0.2 2	800 2000	95 80	0.02 0.2	5 5	0.2	0.1	

а) см. прим. к табл. 4.1.; б) К – полевой транзистор с p–n-переходом, М – полевой МОП-транзистор; в) О – до обоих напряжений питания, Н – до отр. напряжения питания; г) ТУ заданы для двух значений $I_{пит}$, $I_{уст}$ является втекающим, если не задано другое; д) при $I_{пит}$ = 1,5 мА на ОУ; е) на 1 кГц, ж) предполагаемый $\alpha I_{пит}$; з) некомп./декомп.; и) 100 Гц – 10 кГц; к) мин./макс.

REF 6
0,66В НОМ
R_{13} 200кОм 1%
R_2 1,50кОм 1% C_1 2,2мкФ
+9
D_1 1N914
Hamamatsu S-1133
J_1 05LK3M SWITCHCRAFT
R_1 100
100мкА ном.
R_3 20 кОм
R_4 22кОм
U_{1a} 346
U_{1b} 346
T_2 2N4126
D_2 1N914
REF6
C_2 0,01
3,2мкА ном.
C_5 0,1мкФ Майлар
Датчик света лампы
Транссопротивление
Программируемый напряжением источник питания
Формирователь аналоговой земли
+9
R_5 3,3 МОм
U_2 3440
R_9 390
REF6
C_3 0,01
R_6 100 кОм
R_8 22 МОм
C_4 2,2 мкФ
R_{10} 100 МОм
R_{11} 100кОм
Выключат. питания
U_{1c} 346
R_{12} 22кОм
T_1 2N4126
C_9 0,1
R_7 6,8 МОм
Компаратор наличия света
+9SW Вых.

а



б

Рис. 14.33. Микромощный светоинтегрирующий таймер для фотолаборатории.

Источник тока (U_{1b}) работает постоянно. Он реализован в виде стандартной структуры (см. разд. 4.07), состоящей из ОУ и p–n–p-транзистора, и выдает в конденсатор C_5 ток 3,2 мкА, когда на его вход подается номинальное напряжение, которое на 0,66 В ниже потенциала шины REF6. Следует отметить, что одна из выгод от того, что сам фототок не используется непосредственно, связана с возможностью его масштабирования к удобному значению; в нашем случае при токе 3,2 мкА в конденсаторе с номиналом 0,1 мкФ (т. е. $dU/dt = I/C = 32$ В/с) в микросхеме 332 (в которой используется прецизионный источник эталонного напряжения для установки напряжения его точки запуска в 2 В) вырабатывается сигнал с частотой 16 Гц. «Шведский» стол из резисторов, конденсаторов и диодов, которые окружают схему 332, является неудачным, но «он» требуется для образования релаксационного генератора из этого не совсем удачного кристалла.

Состоящая из резистора 3,3 кОм и конденсатора 100 пФ цепь, подключенная к выходу схемы 332, это то, что мы посчитали необходимым сделать для лечения его генетических предрасположенностей, связанных с удвоением частоты переключений (сама схема 555 часто предлагает ту же самую проблему, с тем же методом лечения). Его выходной сигнал поступает на КМОП-делитель на 16, выходной сигнал которого – тикание с длительностью 1/16 с через 1-секундные интервалы – вызывает насыщение транзистора T_3 возбуждения пьезоэлектрической звуковой головки A_1. Цепь $R_{19}-C_8$ обнуляет сам делитель в начале каждой экспозиции, так что первый сигнал появляется в конце первой «псевдосекунды».

Последняя секция (U_{1d}) счетверенной схемы 346 используется в режиме компаратора как комбинированный индикатор «включения лампы» и «исправности батареи». Его ток покоя программируется отдельным резистором R_{24}, следовательно, его напряжение питания появляется только после включения напряжения + 9SW. $Д_4$ – это высококачественный светодиод, который работает при токе 2 мА, и, таким образом светится, когда включается световая головка, при условии, что напряжение с делителя $R_{22}-R_{23}$ по крайней мере на 3,15 В (стабильное эталонное напряжение, обычно выдаваемое схемой 322) превышает отрицательный перепад напряжения питания. Это условие будет выполняться, если напряжение батареи составляет по крайней мере 7 В, т. е. она работоспособна.

Вследствие того, что производится выключение источника питания, только U_{1a-c} и U_2 работают постоянно, обеспечивая комбинированный ток потребления около 12 мкА. Когда элемент U_{1c} ощущает фототок от световой головки, он включает напряжение + 9SW, обеспечивая питанием схему 322 (2,5 мА), светодиод (2 мА) и пьезоэлектрическую звуковую головку (1/16 × 8 мА, т. е. средний ток 0,5 мА). Вычисленное время службы самой батареи составляет приблизительно 5 лет (или «долговечность») в состоянии покоя и 100 ч при функционировании. При среднем времени экспозиции 15 с это обеспечит получение 24000 снимков.

При проектировании выбор ОУ 3440 был обусловлен его хорошей нагрузочной способностью и низким входным током при малом значении $I_п$. Мы выбрали ОУ 346 из-за его хороших общих характеристик в сочетании с низкой стоимостью при обычном счетверенном корпусе. Использование схемы 322 связано с наличием в ней внутреннего источника эталонного напряжения, что позволяет обойтись без стабилизированных источников питания (что потребовалось бы при использовании схем, аналогичных 555), когда его времязадающий конденсатор запитывается от внешнего тока, не зависящего от источника питания. Выход его источника эталонного напряжения дает прекрасную возможность реализовать индикацию состояния «батарея-разряжена».

Потенциал шины «земли» был выбран (несимметрично и максимально возможным) + 6 В для обеспечения максимального динамического диапазона по яркости световой головки: поскольку конденсатор C_5 заряжается на 2 В выше отрицательного напряжения питания, сама же схема

перестанет работать, когда программируемое током напряжение на резисторе R_{13} достигает приблизительно 4 В (в 6 раз превышающий номинальное значение), поскольку сам источник тока тогда станет неподатливым. На нижнем крае динамического диапазона напряжения смещения в усилителях U_{1a} и U_{1b} начнут давать ошибки приблизительно при освещенности в 1/6 от номинальной. Таким образом, комбинируя выбором напряжения шины земли (+ 6 В) и номинального программирующего напряжения (0,66 В), удалось получить динамический диапазон от 1/6 до 6 от номинального значения, что существенно выше того, к чему могут привести флуктуации светового потока любого источника света. Например, флуоресцентная лампа исходно при комнатной температуре производит 1/3 от своей полной яркости при полном прогреве. Мы выбрали частоту 16 Гц, поскольку тогда единственный делитель на 16 может обеспечить сигнал возбуждения пьезоэлектрической звуковой головки без одновибраторов.

Замечание по схеме защиты: резистор R_1 предотвращает повреждение самого фотодиода при пиковых токах, которые могут в необычных условиях возникать при заряде конденсатора C_1. Фиксаторы уровней $Д_1$ и $Д_2$ предохраняют от повреждения усилитель U_{1a} при подаче чего-нибудь безумного во входную цепь. Резистор R_{18} предохраняет конденсатор C_8 от перезаряда, т. е. от перевода схемы U_4 в тиристорный ключевой режим с фиксацией состояния, когда выключается напряжение питания + 9SW. Хотя эти предосторожности могут быть в большинстве случаев излишними, они были использованы на всякий случай, поскольку этот прибор является коммерческим изделием, где умеренная интенсивность отказов может уничтожить весь ваш доход (а также и вашу репутацию!).

Разнообразные идеи: микромощные ОУ. Контакт программирования можно использовать в качестве удобного управления выключением питания, как это показано на рис. 14.34. Это проще, чем коммутировать напряжения источников питания ОУ, как мы вынуждены были сделать для других, больших по току нагрузок, как пример с метрономом. Большинство программируемых ОУ (3440, 4250) работает на *втекающем* токе $I_{уст}$, как это показано на рисунке, так что вы можете использовать эту простую цепь. Это может быть хорошей идеей; подключить высокоомный поддерживающий резистор на положительный источник питания ОУ для обеспечения шунтирования токов утечки и, следовательно, гарантированного полного выключения.

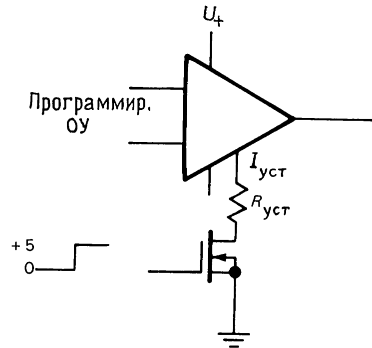


Рис. 14.34. Использование контакта программирования для управления отключением питания.

Некоторые ОУ являются «квазипрограммируемыми» в том смысле, что они допускают выбор нескольких фиксированных рабочих токов (в типовом случае 10 мкА, 100 мкА и 1 мА). Примерами этого могут служить ОУ ILC7612 и TLC251/271. Серия TLC250/270 к тому же имеет в корпусе несколько ОУ с «низким» (10 мкА на секцию), «средним» (150 мкА на секцию) и «высоким» (1 мА на секцию) значением тока покоя, которые определяются по части цифрового обозначения, а именно TLC27L2, TLC27M4 и TLC274 (соответственно низкий ток, сдвоенный; средний ток, счетверенный; высокий ток, счетверенный).

При использовании КМОП-ОУ в режиме компаратора следует остерегаться больших временных дрейфов напряжения $U_{см}$, они вызываются миграцией ионов натрия в области затвора при долговременной подаче входного дифференциаль-

ного напряжения, это не будет оказывать влияния на их работу в качестве ОУ, где обратная связь приводит к нулю дифференциальное входное напряжение. ЛинКМОП-серия TLC270 не страдает этой болезнью из-за ее легированного фосфором поликремниевого затвора.

Некоторые КМОП-ОУ характеризуются драматическим увеличением входного тока (утечки), когда работают при высоком напряжении питания и ненулевом входном напряжении; например, семейство ЛинКМОП ОУ фирмы TI может иметь ток $I_{вх}$ порядка 20 нА при напряжении $U_{вх} = +2$ В и $U_{пит} = \pm 9$ В. Напомним также, что всем ОУ на полевых транзисторах (как на полевых с *p–n*-переходом, так и на полевых МОП) присуще катастрофическое возрастание входного тока при повышении температуры, в типовом случае удваиваясь каждые 10 °С. При высоких температурах ОУ на полевых транзисторах часто имеют более высокие входные токи, чем хорошие биполярные типы; см. рис. 3.30.

Это неприятный факт, что большинство микромощных ОУ имеют внутреннюю коррекцию для обеспечения единичного усиления. При низких токах покоя вам необходимы вся скорость нарастания и полоса пропускания, какие только можно получить, так что было бы чудесно приобрести декомпенсированные или некомпенсированные микромощные ОУ для использования в прикладных задачах с большим коэффициентом усиления. Имеется один такой ОУ, а именно, OP-32 фирмы PMI, но его скорость нарастания и частота f_T лишь слегка лучше, чем у единично-компенсированных ОУ, таких, как 4250 и 346.

14.13. Микромощные компараторы

Те же самые компромиссы между скоростью и мощностью, которые ограничивают эксплуатационные данные микромощного ОУ, также применимы и к компараторам. Однако что касается сравнения обычных компараторов и ОУ, всегда можно получить лучшие характеристики по быстродействию у компаратора, а не у ОУ, эквивалентной мощности; это происходит вследствие того, что интегральные компараторы не предназначены для использования в режиме с отрицательной обратной связью и в них отсутствует снижающая быстродействие частотная коррекция. Конечно, если вы не беспокоитесь о быстродействии, то ОУ будет зачастую решать эту задачу лучшим образом, как в выше приведенной схеме метронома.

Аналогично ОУ микромощные компараторы выпускаются в двух разновидностях, а именно, с *программируемым* и *фиксированным* током $I_п$. Примером первого может служить LP365 – счетверенный программируемый биполярный компаратор, который характеризуется общим током потребления от источника питания 10 мкА; он может работать при общем напряжении источника питания от 4 до 36 В и имеет отдельный выходной эмиттерный контакт (как 311), так что можно сравнивать отрицательные напряжения и в то же время вырабатывать сигнал на логическую схему. Примером второго может служить LP339 – микромощная версия (15 мкА на секцию) популярного маломощного (200 мкА на секцию) счетверенного компаратора LM339. Фирма TI выпускает КМОП-аналоги схемы 339/393 (TLC339/393) даже с еще меньшим током покоя и прекрасными рабочими характеристиками по быстродействию и мощности; они также поставляют их с активными привязками (TLC3702/4), так что вы можете не тратить впустую драгоценный ток (и быстродействие) на внешнюю резистивную привязку.

Необычный микромощный компаратор – это LT1040, в который введено выключение питания, что позволяет достичь среднего значения тока покоя в 0,1 мкА при внешнем стробировании раз в секунду. В противоположность этому вы можете использовать внутренний стробируемый генератор, который потребляет дополнительно 0,5 мкА. Времени ожидания в 1 с совершенно достаточно, если вы контролируете медленно меняющиеся величины, например уровень топлива в баке. ИС LT1040 представляет собой счет-

Таблица 14.8. Маломощные компараторы

Тип	Изготовитель[а]	# /корпус	Общее напряжение питания, В: мин.	макс.	$I_{пит}$/блок тип., мкА	Синфазный сигнал до U_-	$U_{см}$ макс., мВ	$I_б$ макс., нА	Задержка тип. при $U_{пит}=5$ В: Н → В, мкс	В → Н, мкс	Выход[б]	Эмиттер[в]	$I_{втек}$ тип., мА	при В
CMP-04F	PM	4	3	36	200	•	1	100	1.4	0.7	OK	–	12	1
CMP-404E	PM	4	3	36	55	•	1	50	3	4	OK	–	15	1
LP311	NS	1	3	36	150	–	7.5	25	1.2	1.2	OK	•	25	0.4
LM339	NS	4	2	36	200	•	5	250	1.3	0.75	OK	–	12	1
LP339	NS	4	2	36	15	•	5	25	13	7	OK	–	5	1
TLC339	TI	4	3	16	10	•	5	5pA[к]	2 5	2 1	OC	–	10	0.5
LP365[г]	NS	4	3	36	50	•	6	20	2	4	OK	–	2	1
"					5	•	6	5	20	40		–	0.2	1
TLC372C	TI	2	2	18	100	•	10	1pA[к]	0.65	0.65	OC	–	10	1
TLC374C	TI	4	2	18	100	•	10	1pA[к]	0.9	0.9	OC	д	10	1
LM393	NS	2	2	36	200	•	5	250	1.3	0.75	OK	–	12	1
TLC393	TI	2	3	16	10	•	5	5pA[к]	2.5	2.1	OC	–	10	0.5
LT1017	LT	2	1.1	40	30	•	1	15	18	25	ТТЛ	–	10	0.15
LT1018	LT	2	1.1	40	110	•	1	75	6	6	ТТЛ	–	10	0.15
LT1040	LT	2	2.8	16	$0.1f_s$[е]	ж	0.5	0.3[к]	-	-	ТТЛ	–	1.6	0.25
TLC3702	TI	2	3	16	10	•	5	5pA[к]	2.7	2.3	КМОП	–	10	0.5
TLC3704	TI	4	3	16	10	•	5	5pA[к]	2.7	2.3	КМОП	–	10	0.5
ICL7642C[з]	IL	4	2	16	10	•	10	0.05	150	300	КМОП	–	0.1	1
MC14574[и]	MO	4	3	15	45	•	30	0.05	10	5	КМОП	–	5	0.4
MC14578	MO	1	3 5	14	10^m	–	50	1pA	-	-	КМОП	–	1	0.5

а) см. прим. к табл. 4.1; б) КМОП – выходной КМОП-сигнал с размахом до обоих напряжений питания, ОК – открытый коллектор *n-p-n*-транзистора, ОС – открытый сток транзистора с *n*-каналом. ТТЛ-активная привязка ТТЛ на выходе к верхнему уровню, при которой нагрузка подключается к более положительному источнику; в) контакт "открытый эмиттер" *n-p-n*-транзистора; г) программируемый рабочий ток; единственный контакт программирования для четырех секций; д) общий для четырех секций; е) компаратор со стробированием; ж) диапазон синфазного сигнала достигает обоих напряжений питания; з) маломощный КМОП ОУ используется как компаратор с $I_п = 10$ мА; и) программируемый рабочий ток, контакт программирования для каждой пары; к) типовое значение.

веренный компаратор, выполненный по КМОП-технологии, и он имеет выходные ключевые схемы с фиксацией состояния. Кроме того, он имеет выходной контакт «импульсного питания», который находится в активном состоянии около 80 мкс в течение времени преобразования, так что вы можете запитать резистивную цепь (например, мостовую цепь с термистором в одной из ветвей) на входе также от выключаемого источника питания. Этот кристалл (или его ближайший аналог LT1041) был бы хорошим выбором просто в качестве низкочастотного микромощного генератора (см. следующий раздел), поскольку микроамперные генераторы не так-то просто разработать. Однако следует отметить, что это, в частности, нестабильный генератор.

Вы можете применить выключаемый источник и для питания обычных (т. е. быстродействующих) компараторов, если хотите провести редкие сравнения в известные моменты времени. Например, вам необходимо выполнить акустическое измерение дальности путем подачи коротких звуковых посылок, а затем измерить двойное время прохождения сигнала в прямом и обратном направлении по приходящему эху. При измерении *разности* между временами прихода начала и конца посылок мы сможем даже измерить *скорость*. Здесь важно быстродействие и с помощью логических КМОП-схем можно решить эту задачу, но вы, вероятно, захотите иметь рабочие характеристики полномощного компаратора (см. табл. 9.3). Выключение источника пита-

ния вполне естественно здесь, поскольку вы знаете, когда необходимо проводить само измерение.

В табл. 14.8 представлены имеющиеся в настоящее время маломощные компараторы.

14.14. Микромощные таймеры и генераторы

В инструментальных средствах, питание которых производится от батареи, часто требуется формировать интервалы времени в час или около того. Вам может потребоваться провести редкие измерения с помощью различных датчиков, микропроцессора с выключаемым источником питания и системы связи (или регистрации данных) с выключаемым источником питания. Вся эта система должна «просыпаться» в заранее определенные моменты времени. Час – это достаточно большое время для установки выдержки времени с помощью *RC*-цепи; итак, вам потребуется более высокочастотный генератор и делитель (возможно, программируемый для задания интервала до следующего «просыпания»). Поскольку сам таймер – это только часть системы, которая функционирует постоянно, необходимо обеспечить его работу при низком значении тока. Какой же имеется выбор?

КМОП-релаксационные генераторы. Первая вещь, которую следует отметить, это то, что обычный КМОП-релаксационный генератор серии 4000 (см. рис. 8.90), работающий при нормальных напряжениях, отбирает довольно большой ток в режиме класса А, главным образом вследствие электропроводности между шинами питания, когда входной сигнал достигает порогового для КМОП-схем значения во время каждой половины цикла. Этот средний ток лежит где-то в пределах 50 мкА, когда напряжение питания составляет 5 В (быстро повышаясь при более высоком напряжении питания), и, как правило, не зависит от частоты колебаний. Решению самой проблемы не поможет установка быстродействующих серий 74НС или 74АС. Однако если сам генератор работает при напряжении 3 В, например от литиевой батареи, то его ток питания будет лежать в микроамперном диапазоне. На рис. 14.35 изображен такой микромощный генератор и указан ток потребления при различных напряжениях источника питания. При установке логических схем серии 74НС вы получите генератор с очень маленьким джиттером, хотя стабильность по напряжению схемы этого типа плохая (в типовом случае изменение частоты на 10% при изменении напряжения от 1 В до 1,6 В).

Интегральные генераторы. *ICM7242 фирмы Intersil.* Он представляет собой КМОП *RC*-генератор плюс 8-бит делитель, который работает при напряжении питания от 2 до 16 В и потребляет ток приблизительно 100 мкА при напряжении 5 В. Неприятен тот факт, что ток потребления не снижается значительно при низком напряжении источника питания. Ти-

Рис. 14.35. Микромощный КМОП релаксационный генератор.

повой температурный коэффициент частоты составляет $2{,}5 \cdot 10^{-4}$/°C.

ICM7240/50/60 фирмы Intersil/Maxim. Они аналогичны ICM7242, но имеют программируемые цифровые делители. Они потребляют такой же ток от источника питания.

ICM7207/A фирмы Intersil. Это КМОП кварцевые генераторы с делителями, предназначенные для обеспечения частот выходного сигнала соответственно 100 Гц/10 Гц и 10 Гц/1 Гц; для получения этих частот вы должны использовать кварцевые резонаторы с частотами 6,5536 и 5,24288 МГц. Эти кристаллы потребляют ток 260 мкА при напряжении 5 В, который падает до 80 мкА при напряжении 3 В. В их технических характеристиках записано, что они будут работать при снижении напряжения до 1 В на более низких частотах, токи потребления составят несколько микроампер.

ICM7555/6 фирмы Intersil и другие. Это КМОП-аналоги схемы 555, как правило, с улучшенными характеристиками (более низкий ток питания, более высокая максимальная частота, гораздо меньшие переходные процессы в токе питания). Ток покоя составляет 60 мкА при напряжении 5 В, который также почти равен рабочему току в режиме генератора, если используется большое значение времязадающего резистора. Типовое значение температурного коэффициента составляет $1{,}5 \times 10^{-4}$/°C. ИС 7556 – это сдвоенный 7555. Аналогичная схема LMC555 фирмы National потребляет ток 100 мкА и имеет температурный коэффициент $7{,}5 \cdot 10^{-5}$/°C. Посмотрите в табл. 5.3 параметры других схем 555, выпускаемых фирмами TI, Advanced Linear Devices и Exar.

Операционные усилители. Релаксационный генератор на ОУ (рис. 5.29), построенный на микромощном ОУ, представляет собой хороший низкочастотный генератор. Используйте ОУ с подлинным КМОП выходным каскадом для обеспечения удвоенного размаха выходного сигнала между напряжениями питания, в особенности при низких напряжениях источника питания, с тем чтобы получить малое значение температурного коэффициента и надежную генерацию. В этом смысле хороши ОУ типа 7611/2.

LT1040. Это компаратор с выключаемым питанием выпускается фирмой Linear Technology и, как было указано выше, имеет внутренний микромощный генератор (ток 0,3 мкА на низкой частоте). Ток питания меняется линейно с частотой и определяется следующим образом: I (мкА) $= f$(Гц)/10. Генератор, в частности, нестабилен (0,2%/°C, 10%/В), но он определенно является микромощным на низких частотах.

COPS-таймер. ИС COP498 фирмы National является представителем их COPS-серии микроконтроллеров с последовательным интерфейсом “MICROWIRE”. В состав ИС COPS498 входит схема кварцевого генератора с частотой 32,768 кГц, который функционирует при токе 20 мкА (макс.) при напряжении питания 2,4 В. Он должен программироваться через последовательную шину, но тогда он может формировать запускающие импульсы с частотой 1 или 16 Гц. Стабильность несколько единиц $\times 10^{-6}$/°C является типовой для кристаллов «камертонного» типа.

Тактовая синхронизация календаря. Схемы MM58174/274 фирмы NSC служат типичным примером кристаллов хронометрирования микропроцессоров. Они запускаются от схем батарейной поддержки, когда выключается питание компьютера, и они сохраняют рабочее время и информацию о дате, которые считываются (и устанавливаются) через шину данных компьютера как порт ввода/вывода. Схема 58174 фунционирует (работающий генератор) при токе 10 мкА (макс.) при напряжении питания 2,2 В. Аналогично кристаллу COPS его можно прерывать на периодические интервалы, но только в режиме потребления полной мощности и при напряжении питания 5 В (ток потребления 1 мА); а также подобно кристаллу COPS он должен программироваться через шину для установки интервала прерывания. Другие популярные кристаллы тактовой синхронизации календаря – это DP8570 (фирма National), ICM7170 (фирма Intersil), MC146818 (фир-

ма Motorola) и MSM5832 (фирма Oki). Некоторые из них позволяют использовать высокочастотные (1 МГц или выше) кварцевые резонаторы для обеспечения лучшей температурной стабильности. Фирма Epson выпускает кристалл тактовой синхронизации календаря с внутренним кварцевым резонатором (RTC58321).

Схемы для наручных часов. Имеются в наличии низковольтные КМОП-кристаллы, спроектированные для запуска шаговых двигателей в наручных часах с аналоговым отображением времени. Например, для останавливаемой схемы ICM7245 требовался кварцевый резонатор с частотой 32,768 кГц, который работает от напряжения питания 1,5 В (одноэлементная батарея) и потребляет ток только 0,4 мкА; различные его разновидности вырабатывают выходные сигналы с частотами 1, 0,1 или 0,05 Гц. Поскольку он был спроектирован для хронометрирования, то обладает очень хорошей стабильностью, в типовом случае 10^{-7} во всем диапазоне напряжения питания. Фирма National предлагает схему MM5368, выпускаемый в мини-DIP-корпусе генератор с частотой 32 кГц, который потребляет ток 50 мкА (макс.) при напряжении 3 В и обеспечивает частоты выходного сигнала 1, 10 и 50/60 Гц. Их ИС MM53107 потребляет ток 75 мкА при напряжении 3 В и при использовании кварцевого резонатора с частотой 1 МГц обеспечивает частоту выходного сигнала ≈ 30 Гц.

Программируемый однопереходный транзистор. Однопереходный транзистор (ОПТ) представляет собой трехконтактный (эмиттер, база 1, база 2) прибор с отрицательным сопротивлением, который пользовался определенной популярностью в 60-х годах в триггерных схемах и несинхронизируемых генераторах. Этот прибор переходит в „тяжелый" режим от эмиттера к базе, когда контакт эмиттера становится более положительным, чем критическое напряжение триггера $U_{тр} = \eta U_{ББ} + 0{,}6$, т. е. на падение напряжения на диоде выше фиксированной доли η (это «отношение входного сопротивления к межбазовому сопротивлению» и в типовом случае составляет около 0,6) межбазового напряжения, он продолжает проводить до тех пор пока эмиттерный ток не упадет ниже некоторого минимального («ток впадины») значения. Схема классического генератора на ОПТ представлена на рис. 14.36, *а* с положительными импульсами в цепи базы 1, которые используются для переключения *n–p–n*-транзистора с целью формирования логических уровней. Вы едва ли еще найдете ОПТ в каких-либо других схемах, поскольку и ОУ, и ИС типа 7555 могут выполнить эту задачу лучше. Однако существует необычная серия ОПТ, известная как *программируемые* ОПТ, в которых триггерные параметры (η, ток вершины и ток впадины) можно устанавливать с помощью внешнего делителя. Прибор 2N6028 в

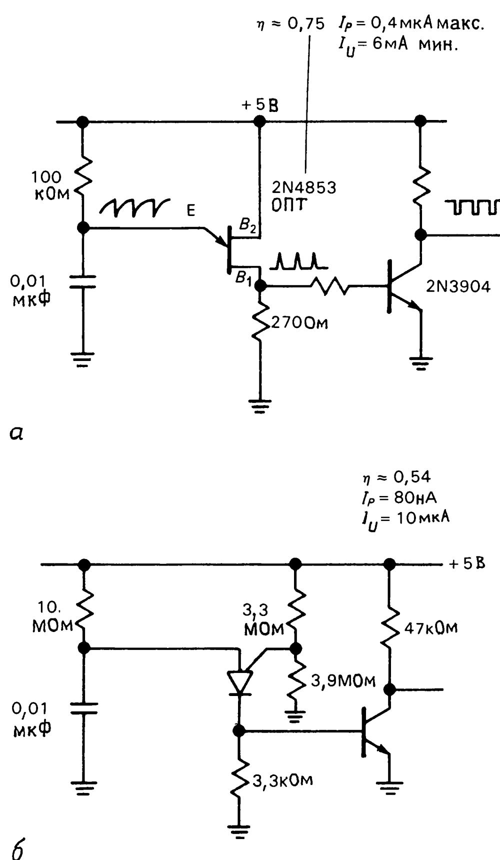


Рис. 14.36. Релаксационные генераторы на однопереходном транзисторе.

частности предназначен для пиковых токов порядка 0,1 мкА и может, следовательно, работать в режиме генератора с током, не превышающем микроампер. На рис. 14.36, *б* изображен генератор на частоте 10 Гц с выходными КМОП-логическими уровнями и рабочим током 1 мкА, посмотрите также рис. 6.57, где мы использовали ОПТ в микромощном преобразователе.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ МИКРОМОЩНЫХ УСТРОЙСТВ

На первый взгляд проектирование микромощных цифровых устройств достаточно тривиальная задача: просто использовать КМОП-технологию везде, включая микропроцессоры и память. Правда? Почти так. КМОП-серии – это конечно правильный выбор, хотя биполярные логические схемы можно использовать в режиме с выключаемым источником питания. Но сейчас имеются особые разновидности КМОП-приборов и много ловушек, которые могут неожиданно возникать, так что при проектировании на КМОП-приборах можно получить все, что угодно, только не микромощное устройство. В этом заключительном разделе главы мы проведем обзор семейств КМОП-схем и способов проектирования на них, так что вы действительно добьетесь малого потребления мощности, что необходимо при использовании в качестве источника питания батареи.

14.15. КМОП-семейства

Как мы уже рассмотрели в гл. 9, имеется несколько КМОП-серий; выбор лучшей же серии зависит от вида конкретной прикладной задачи. Они представлены в табл. 9.1.

Серии 4000B/74C. Эта B-серия представляет собой модернизацию исходной КМОП-серии с металлическим затвором, в паспортных данных на которую указано, что она может функционировать при напряжениях источника питания от 3 до 15 В. Работа при предельном напряжении 3 В допустима, но, однако, сопряжена с высоким значением $Z_{вых}$, плохой помехозащищенностью и малым быстродействием. На практике минимальное напряжение питания составляет 5 В. На верхнем же краю диапазона напряжений источника питания при переключении возникает значительный ток режима класса A и отмечается большая склонность к внезапному выходу схемы из строя от всплесков напряжений в цепи источника питания. Эти КМОП-семейства являются довольно привлекательными в смысле производительности выходного каскада, а именно ток в 1 мА или меньше при напряжении питания 5 В. Серия 74C по электрическим параметрам эквивалентна серии 4000B, включая и диапазон напряжений источника питания, но с реализацией логических функций и расположением контактов, как у 74 серии ТТЛ. Фирма Fairchild предлагает улучшенную серию – «Изопланарную C» (более быстродействующая при том же самом диапазоне напряжений), что делает и фирма Philips/Signetics (называется «LOCMOS» – МОП-структура с использованием локального окисления). Это единственная КМОП-серия, которая может работать в широком диапазоне наряжений питания; она идеальна при организации питания непосредственно от батареи с напряжением 9 В.

Серии 74HC и 74AC. «Быстродействующая» КМОП-серия с поликремниевым затвором (по быстродействию HC = 74LS, AC = 74F/74AS) работает в диапазоне напряжений питания от 2 до 6 В (или от 1,5 до 5 В) и на самом деле *точно ориентирована* на этот диапазон. Эти приборы являются достаточно сильными с хорошей защитой входных цепей и кажущейся свободой от ключевого режима с фиксацией состояния (тиристорного эффекта). Они имеют КМОП-пороги (т. е. половина напряжения U_{CC}) и размах уровней выходного сигнала, равный напряжению питания. Сама HC-серия реализует большинство функций популярной серии 4000B (например, 74HC4046), а также функций обычной серии 74LS.

Серии 74HCT и 74ACT. Это варианты серий HC и AC, но с входными ТТЛ-поро-

гами для обеспечения совместимости с ТТЛ-приборами, т. е. когда в одной схеме требуется взаимодействие ТТЛ- и МОП-приборов. Поскольку микромощные схемы, как правило, не имеют каких-либо биполярных ТТЛ-приборов, вы всегда можете выбрать серию НС/АС, учитывая ее большую помехозащищенность. Для НСТ- и АСТ-приборов требуется питание 5 В ± 10%.

Схемы специального назначения с низким порогом. Как мы покажем ниже, мощность рассеивания КМОП-приборов в динамическом режиме пропорциональна корню из напряжения питания. Это мощный (!) стимул для работы при низком напряжении источника питания, что является основанием для использования в наручных часах субмикроваттных кристаллов (напряжение источника питания 1,5 В) с функцией генератор/делитель. Эти замечательные ИС могут быть очень полезны и не только из-за дешевизны вследствие их крупносерийного производства.

M^2L (логика Микки Маус). Не будем проводить обзор возможностей по использованию нескольких дискретных элементов для формирования или инвертирования логического уровня; на рис. 14.37 эта идея представлена. Это может быть в особенности полезно в тех случаях, когда вам необходимо обеспечить интерфейс между схемами с различными напряжениями источника питания. Вы можете даже создать импровизированные вентили и пр., добавляя на выходах диоды или параллельные транзисторы.

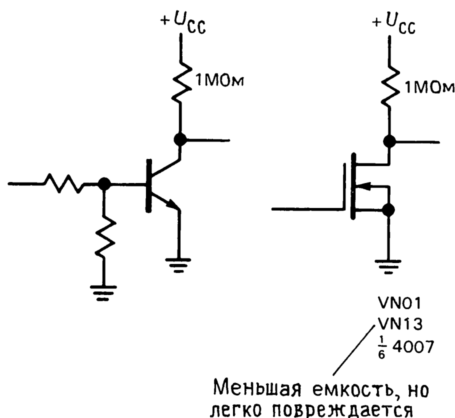


Рис. 14.37.

Выбор семейства. Используйте серию 4000В/74С, если для вас безразличны быстродействие или высокий уровень выходного тока или если вы хотите использовать нестабилизированные или высоковольтные напряжения источника питания. Воспользуйтесь серией НС (или АС), если требуется быстродействие или производительность по выходу, но следует отметить ее более ограниченный диапазон напряжений питания. Семейства АС (и АСТ) привносят больше проблем вследствие емкостной связи и отражения (эффекты длинной линии), а также переходных процессов в цепи источника питания (колы), что обусловлено крутыми фронтами сигналов и «здоровенной» нагрузочной способностью выходных формирователей. Их следует по возможности избегать, если только без них абсолютно нельзя обойтись. Как правило, избегайте приборов с порогами ТТЛ (НСТ, АСТ), если только они не предназначены для обеспечения сопряжения с биполярными ТТЛ-схемами или схемами на *n*-МОП БИС с логическими ТТЛ-уровнями.

14.16. Обеспечение работы КМОП-схем в маломощном режиме

Имеется несколько типовых рекомендаций, которых следует придерживаться для того, чтобы добиться работы КМОП-приборов в режиме с низким значением тока. Кроме того, стоит расширить вашу осведомленность о патологиях КМОП-технологии.

Типовая процедура проектирования.

1. Обеспечьте в схеме как можно меньше точек с высокочастотными сигналами. КМОП-схемы не имеют тока покоя (иная природа, чем у тока утечки), но при переключении требуется ток для заряда внутренних (и нагрузочных) емкостей. Поскольку энергия, запасенная в конденсаторе, определяется как $^1/_2CU^2$ и равна количеству энергии, рассеянной резистивной цепью заряда, то рассеянная мощность определяется следующим

образом:

$$P = U_{CC}^2 fC,$$

где f – частота переключений. Следовательно, КМОП-приборы потребляют мощность пропорционально их частоте переключений, как показано на рис. 14.38 (сравните с рис. 8.18). На их максимальной рабочей частоте они могут потреблять больше мощности, чем эквивалентные ТТЛ логические схемы. Эффективная емкость C зачастую приводится в паспортных данных и именуется как «емкость мощности рассеяния», к которой вы должны добавить и емкость нагрузки $C_н$, а уж затем пользоваться приведенной выше формулой.

2. *Внутри самой схемы поддерживайте все напряжения U_{CC} и $U_{ИИ}$ одинаковыми.* В противном случае вы можете иметь ток, протекающий через входные диоды защиты. Даже хуже, вы можете перевести кристалл в тиристорный ключевой режим с фиксацией состояния (см. приведенные ниже патологии).

3. *Позаботьтесь о том, чтобы размахи логических сигналов достигали уровней напряжения питания (максимальный перепад напряжения).* Перепады выходных сигналов КМОП-схем имеют максимальное значение. Уровни же выходных сигналов других приборов – биполярных ТТЛ-схем, генераторов, n-МОП-кристаллов – могут находиться где-то посередине, что приводит к появлению тока режима класса А и снижению помехоустойчивости.

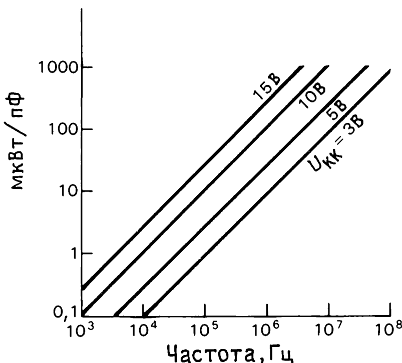


Рис. 14.38. Динамическая мощность потребления КМОП-схем.

4. *Не оставляйте свободными входные контакты.* Неподключенные входы являются «врагами» микромощного режима работы, поскольку могут вызвать значительный ток режима класса А (и даже генерацию), как только плавающий потенциал на входе достигнет уровня логического порога. Привяжите неиспользуемые входные контакты к шине земли (или U_{CC}, если это не приведет к чему-нибудь нежелательному).

5. *Приведите в порядок нагрузки с тем, чтобы сохранить в нормальном состоянии низкое значение тока потребления.* Привязки к верхнему и нижнему уровням, светодиоды и выходные формирователи должны быть подключены так, чтобы в обычном состоянии ток был минимальным. Таким образом, например, используйте n–p–n- (а не p–n–p) транзистор для подключения высоковольтной нагрузки к узлу, который большую часть времени находится в низком состоянии.

6. *Избегайте медленных переходов.* Снова ток режима класса А является основным виновником. Входной сигнал синусоидальной формы, поступающий на КМОП-триггер Шмитта, может привести к большому потреблению тока от источника питания.

7. *Введите токочувствительные резисторы в цепь питания U_{CC}.* При отказах определенного вида (см. ниже), в частности, которые приводят к статическим повреждениям, КМОП-кристалл может потреблять чрезмерный ток покоя; с помощью 10-омного резистора, включенного на каждой плате последовательно в цепь U_{CC} (шунтированный со стороны нагрузки), можно легко выявить эту ситуацию. Подключение такого резистора к каждому кристаллу (обычно в этом случае нет необходимости в шунтировании) позволяет вам быстро обнаружить неисправный кристалл (рис. 14.39).

8. *Экранирование тока покоя.* Типовой логический КМОП-кристалл серии НС или 4000В имеет точно определенный ток $I_п$, равный 0,04 мкА (тип.) и 5 мкА (макс.). В большинстве случаев редко ток покоя имеет максимальное значение, но иногда это может произойти. Если вы

Рис. 14.39. Считывание тока питания («токовый шпион»).

работаете на низких частотах переключений (следовательно, низкий динамический ток) и требуется сравнительно низкий ток покоя, то вам может потребоваться экранирование входных кристаллов. Использование небольших последовательных резисторов, как рекомендовано выше, делает эту задачу горазо более легкой. Мы отмечали, что в случае КМОП БИС (такие, как память большого объема) типовое значение тока покоя может быть близко к техническим требованиям фирм-изготовителей по максимальному току утечки – остерегайтесь!

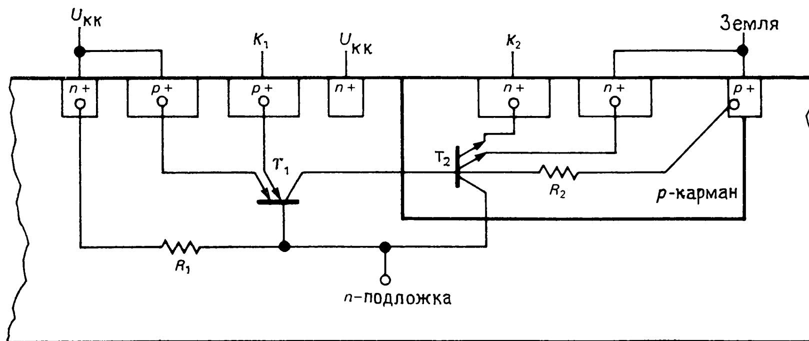
9. Блокировка источника питания по превышению лимита времени. Вы можете сэкономить много мощности, если позаботитесь о том, чтобы прибор выключался, когда его никто не использует. На рис. 14.40 показана простая КМОП-схема блокировки по превышению лимита времени, которая отключает коммутируемый источник питания с напряжением +9 В через час после включения прибора. Вы должны были бы предусмотреть это в переносном приборе (например, универсальном измерительном приборе). Он использует схему 4536 – генератор/делитель/одновибратор для сброса триггера, который управляет источником питания прибора. Схема работает при напряжении +3 В, с тем чтобы поддерживать потребление тока на уровне ниже 5 мкА. Использование выхода одновибратора предотвращает логические гонки (фронтов сигнала) и импульсы, а цепь «8-шунтирование» используется для тестирования схемы с помощью укорачивания этой

Рис. 14.40. «Выключение источника питания через час».

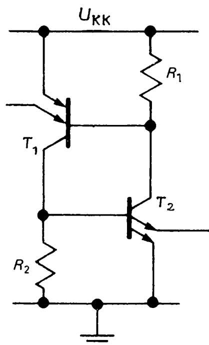
задержки до 15 с. КМОП-ключи при низком токе покоя обеспечивают легкое сопряжение с источником питания.

Патологии КМОП-технологии и виды отказов. КМОП-схемы странно ведут себя в некоторых обстоятельствах, они могут отказывать самыми сверхестественными способами. Один из видов отказа – это катастрофическое увеличение их мощности рассеяния. Далее дается их краткое изложение.

1. *Тиристорный ключевой режим с фиксацией состояния.* Это главная угроза для маломощного режима работы. Кремниевая подложка образует диодные переходы с элементами КМОП-схемы, образуя паразитную схему тиристорного типа (рис. 14.41), которая может включиться в тяжелых условиях. Она потребляет ток, как правило, 20–200 мА (большее значение для более новых КМОП-семейств) через входные (или выходные) диоды защиты (рис. 3.50), что обеспечивает включение паразитного тиристора. Раз он остается в тяжелых условиях по электропроводности цепи питания, с напряжением приблизительно 1 В (от источника питания на землю), то это часто приводит к разрушению самой ИС (или даже источника питания). Для предотвращения этого тиристорного ключевого режима с фиксацией состояния, спроектируйте ваши схемы с последовательными входными токоограничивающими резисторами, которые устанавливаются в таких местах, как внешние входы, входы, которые могут быть перегружены, выходы, с которых сигналы выходят за пределы платы или в другие части схемы, питание которых производится от отдельных источников. Неблагоприятные условия по нагрузкам, которые могут возбуждать токи в КМОП выходных цепях, являются потенциальными причинами ключевого режима. Например, использование токового выхода КМОП цифро-аналогового преобразователя (работающего от напряжения +5 В и земли) для запитывания контакта сум-



а



б

Рис. 14.41. Паразитный 4-слойный однооперационный тринистор, образующийся в КМОП интегральных схемах. (Из. App. Note 339. National Semiconductor Corp.)

мирования ОУ (питание которого осуществляется от биполярного источника) кажется достаточно «разумным» решением; но при включении питания вы можете получить мгновенный ток, втекающий в этот вход ОУ, что переводит ЦАП в ключевой режим. Решением здесь может быть добавление диода Шоттки, подключенного на землю. (Новейшие цифро-аналоговые преобразователи спроектированы с соответствующей защитой; поищите в их описаниях фразу типа «защита Шоттки не требуется».) Другое место, где можно наткнуться на ключевой режим с фиксацией состояния, это при переключении больших индуктивных нагрузок с помощью мощных полевых транзисторов с МОП-структурой, чьи большие емкости обратной связи приводят к появлению высоких динамических токов на вентиле-формирователе (т. е. КМОП логическом выходе) в течение переходных процессов. См. ниже разд. «Сигнальная связь», где описан другой сценарий возникновения ключевого режима с фиксацией состояния.

Очень просто получить ключевой режим с фиксацией состояния и при подсоединении печатной платы к находящемуся под питанием разъему, поскольку сигнальная шина может подключиться раньше шины источника питания. (Для схем любого вида это плохая привычка подсоединять или отсоединять платы или модули при включенном питании.) При проектировании на КМОП-приборах стоит изучить официальные технические руководства, где описан этот ключевой режим с фиксацией состояния. В более новых типах КМОП-схем с поликремниевым затвором применены очень эффективные схемы защиты и некоторые фирмы-изготовители (например, National) утверждают, что их серии HC/HCT или AC/ACT не могут быть переведены в ключевой режим с фиксацией состояния.

2. *Сигнальная связь.* Вследствие своих высоких полных сопротивлений КМОП-схемы склонны к емкостной связи соседних сигналов с крутыми фронтами, что приводит к выбросам в логическом сигнале. Например, привязки к верхнему и нижнему уровням с высоким полным сопротивлением допускают связь выбросов через емкость монтажа с ближайшими шинами, по которым проходят сигналы с крутыми фронтами; для борьбы с этим эффектом используйте небольшой (0,001 мкФ) шунтирующий конденсатор. Как правило, подходящий к панелям монтаж может привести к неисправности из-за этого механизма. Относительно высокая емкость может даже привести к связи с выходной шиной в особенности у КМОП-серий 4000B/74C, работающих при напряжении питания 5 В. В крайних случаях (например, переключение высоких напряжений с помощью реле в том же самом жгуте, где и логические уровни) связь может быть достаточной для вызывания тиристорного ключевого режима с фиксацией состояния.

3. *Фазовый сдвиг тактовых импульсов.* Как мы уже упомянули в гл. 9, относительно высокое значение $Z_{\text{вых}}$ КМОП-серий 4000B/74C может привести к неисправностям в синхронных системах в особенности, если шина тактовой синхронизации имеет тяжелую емкостную нагрузку, что приводит к задержке сигналов тактовой синхронизации относительно сигналов данных. Относительно большой разброс логических порогов КМОП-схем только отягощает эту ситуацию. В системах с нестабилизированным батарейным питанием важно проверить надежность функционирования схемы во всем диапазоне напряжения источника питания. Это неожиданно, но ситуация имеет тенденцию к ухудшению при более высоком напряжении $U_{\text{СС}}$, когда задержки сигналов данных и времена переходных процессов становятся короче. Это один из аргументов для применения стабилизированных источников питания в питаемых от батареи КМОП-системах.

4. *Виды отказов.* Неисправность на входе может вызвать входной ток утечки (или короткое замыкание) на $U_{\text{ИИ}}$ или на $U_{\text{СС}}$. Повреждение выходного каскада часто является причиной существенного тока покоя. Это может привести к холостому ходу одного из формирователей, так что он не может быть ни источником, ни потребителем тока. В такой ситуации мо-

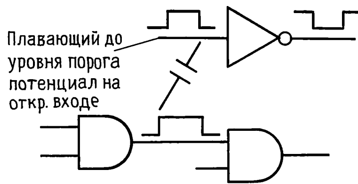


Рис. 14.42.

жет быть ток покоя только в одном состоянии. Токочувствительные резисторы в цепях U_{CC}, как это рекомендовано выше, облегчат задачу «выследить» и «поймать» эти неисправности. При использовании этого метода отметим, что легко быть одураченным, поскольку симптомом поврежденного входа может быть ненулевой ток покоя в здоровом кристалле, который работает на поврежденный.

Поврежденный КМОП-кристалл может работать только при очень низких скоростях (повреждение формирователя) или только на очень высоких частотах (повреждение входного каскада, отсутствие связи по постоянному току, емкостная связь). Аналогичный симптом может иметь место, если вы забыли подключить входной контакт: сама схема может «работать» на высоких скоростях благодаря емкостной связи фронтов (рис. 14.42). Привязка к нижнему уровню будет выявлять эту проблему, предотвращая флуктуации входного потенциала к порогу срабатывания. Как было показано в разд. 8.35, забывчивость подключения напряжения U_{CC} приводит к сверхестественным симптомам, поскольку кристаллы могут получать питание через свои логические входы (через входные диоды защиты); хотя это питание пропадает, если все входы одновременно перевести в НИЗКОЕ состояние.

14.17. Микромощные микропроцессоры и периферийные устройства

Многие стандартные микропроцессоры имеют КМОП-эквиваленты. Следовательно, на первый взгляд могло бы показаться, что легко проектировать на микропроцессорах маломощные схемы. В действительности же большинство из этих КМОП-микропроцессоров представляют собой просто аналоги-контакт в контакт-процессоров, первоначально разработанных по *n*-МОП-технологии, и в большинстве случаев они не ориентированы на работу при батарейном питании, например не способны работать при низкой частоте тактовой синхронизации. Некоторые даже и не маломощные-например, схема 68020, которая рассеивает мощность приблизительно 1 Вт.

Поскольку мощность рассеивания КМОП-приборов обычно пропорциональна частоте тактовой синхронизации, то первый вопрос, на который следует дать ответ,- какую мощность потребляет схема при выключении сигнала тактовой синхронизации? Если в самом кристалле используется КМОП-технология из-за ее хороших электрических характеристик, но он не был предназначен для прикладных задач с крайне малой мощностью потребления, то в него могут входить некоторые не КМОП-схемы, которые приводят к значительной мощности рассеяния в статическом режиме. Остерегайтесь также тех кристаллов, в которых используется тактовая синхронизация неявным образом: в качестве примера можно привести (непрерываемый) строенный 16-разрядный счетчик, который совместим с микропроцессорами (шесть портов с третьим состоянием, разрядностью в байт, плюс порты управления). Он потребляет ток 10 мкА при остановленной тактовой синхронизации; однако сюрприз состоит в том, что для него необходимо тактовое колебание, даже когда он не общается с процессором. В его технических данных не указано, что сама тактовая синхронизация используется для синхронизации входов и что эта частота должна быть по крайней мере в три раза выше скорости счета. Таким образом, необходимо подавать на него высокую тактовую частоту, чтобы он функционировал как счетчик, а это приводит к избыточной мощности рассеяния.

Второй вопрос, на который следует ответить,- это насколько низкой может быть частота тактовой синхронизации, чтобы при этом сохранялись разумные рабочие характеристики? В состав неко-

торых процессоров могут входить динамические регистры, для которых предписана высокая минимальная частота тактовой синхронизации. При низкой частоте тактовой синхронизации некоторые процессоры (в частности, типа «контроллеров» – см. ниже) могут реагировать очень медленно; вы можете получить при прерываниях время задержки до 10 мс.

Зависимость компьютера от контроллера. Как правило, микропроцессоры делятся на две категории, согласно тому для каких целей они спроектированы. Типы, ориентированные на вычисление, имеют адресное пространство по крайней мере в 64К и используют только несколько циклов тактовой синхронизации на инструкцию (для достижения высокого быстродействия). Для них требуются внешние периферийные устройства, а именно: порты, таймеры, преобразователи и т. д. Ориентированные на управление типы предназначены для целевого использования в определенных приборах и обычно имеют небольшое адресное пространство (в типовом случае 2К или 4К), и выполнение одной инструкции проводится за много циклов тактовой синхронизации. С другой стороны, для них характерно наличие многочисленных встроенных параллельных портов, большого числа контактов прерываний и внутреннего формирователя тактовой синхронизации. В них часто входят таймеры, УАПП и даже аналого-цифровые преобразователи и энергонезависимое ОЗУ.

Некоторые примеры. Схемы 80С85, 80С86 и 80С88 представляют собой КМОП-аналоги популярных *n*-МОП вычислительных процессоров. ИС 80С85 (фирма Oki) при остановленной тактовой синхронизации потребляет ток 2 мА и 10 мА – при частоте тактовой синхронизации 6 МГц. Он может быть непригоден для микромощных применений, если только вы не используете его в режиме с отключением питания. Схемы 80С86 и 80С88 (фирмы Harris, Intel) лучше – имеют статический ток потребления ~0,1 мА (хотя он задается как 0,5 мА, макс.). У них вы можете с целью экономии мощности останавливать тактовую синхронизацию, при этом сохраняется содержимое регистров и программных счетчиков.

Имеется тонкость в восстановлении на входе остановленного процессора сигнала тактовой синхронизации. Для обеспечения низкого значения мощности потребления в режиме резервирования вы должны выключать кварцевый генератор, а не только стробировать его выходной сигнал (конечно, вместе со схемой синхронизации; см. разд. 8.19). Однако из-за высокой добротности кварцевый генератор не может запуститься мгновенно, и генератор мегагерцевого диапазона частот в типовом случае имеет время восстановления от 5 до 20 мс; генератор с частотой 32 кГц может иметь это время до *секунды* ($Q = 10^5$). Следовательно, для восстановления сигнала тактовой синхронизации вы можете или подождать пока генератор «наберет скорость» перед стробированием его с помощью микропроцессора, или вы можете установить процессор в исходное состояние в течение этого периода. Первый метод обычно лучше, поскольку вы можете и не захотеть проводить перезагрузку каждый раз, как нужно запустить обработку (см. ниже «Отключение источника питания» – метод «теплой» загрузки). Схема 82С85 (фирма Harris) представляет собой маломощный формирователь тактовой синхронизации, ориентированный на работу с микропроцессорами 80С86/88; его внутренняя схемотехника выполняет выключение тактовой синхронизации, остановку генератора (~25 мкА), работает на низких частотах и имеет дополнительные средства для микропроцессорного программного управления.

Схемы 80С31/51 – это примеры популярных процессоров типа контроллера, спроектированные со специальными характеристиками и ориентированные на батарейное питание. В эти процессоры входит вплоть до 32 программируемых контактов шины ввода-вывода (ВВ), пара 16-разрядных таймеров, 128-байт встроенное ПЗУ (они могут использовать порты как мультиплексные шины для адресации 64К внешней памяти; схема 80С51 имеет, кроме того, масочное программируемое

ПЗУ объемом 4К байт), 5 прерываний и программируемый последовательный порт. Они могут быть переведены в маломощный режим «ожидания» (<1 мА при частоте тактовой синхронизации 1 МГц), в котором прерывания, последовательный порт и таймеры продолжают функционировать, в то время как тактовая синхронизация самого процессора прервана; содержимое всех регистров и встроенного ОЗУ сохраняется. Они также могут быть переведены в режим «выключения питания» с нулевым током, из которого их можно вывести только путем полного сброса, но при котором сохраняется содержимое внутреннего ОЗУ.

Схема 146805E2 представляет собой аналогичный контроллер с прекрасной способностью по восстановлению из режима «остановки» с нулевой мощностью потребления через прерывание. В нем имеется внутренняя схемотехника формирования периода ожидания перед возобновлением обработки после запуска генератора. В технических условиях на него записано, что время запуска в типовом случае составляет 30 мс (300 мс макс.) при $f_{такт}$ = 1 МГц, U_{CC} = 3 В. Это, очевидно, непригодно для прикладной задачи, где требуется многократный запуск, скажем, 10 раз в секунду, но это было бы прекрасно при запуске системы раз в минуту. В серию 14805 входят различные модификации (определяется суффиксом) с отличными конфигурациями порта и памяти, маскируемым ПЗУ и т. д. Мы используем его в приведенном в следующем разделе примере проектирования.

В табл. 14.9 приведено большинство из наиболее интересных маломощных микропроцессоров, имеющихся в наличии на момент сдачи этого издания в печать.

Таблица 14.9. КМОП однокристальные контроллеры

Тип	Изготовитель [a]	Длина слова, бит	Разрядность шины, бит	Шина адреса, бит	Контакты	n-МОП-копия?	"Перемалывание" чисел?	Ток при $f_{такт}=0$?	Внутр генератор?	Внутр ОЗУ, слов	Внутр. СППЗУ, слов	Таймер?	Прерывания	Паралл. порт	Последов. порт?	Остановка генератора?	Примечания
78C05	NE	8	8	16	64	–	•	0	•	128	–	•	2	•	–	•	ИОП (инициатор одиночных программ)порт
80C35	IN	8	8	12	40	•	–	0	•	64	–	•	•	•	–	•	Семейство 8048(8051 лучше)
80C39	IN	8	8	12	40	•	–	0	•	128	–	•	•	•	–	•	
80C31	IN	8	8	16	40	•	–	0	•	128	–	2	2	•	•	•	Внутр. формирование симв. скорости ; семейство 8051
70C42	TI	8	–	int	40/44	–	–	0	•	256	4k	2	6	•	•	•	
146805E3	MO	8	8	16	40	•	–	0	•	112	–	•	•	•	–	•	
68HC704P3	MO	8	–	int	28	–	–	0	•	128	2k	•	•	•	–	•	
1468705G2	MO	8	–	int	40	–	–	0	•	112	2k	•	•	•	–	•	Можно использовать RC-генератор
HD63P05Y0	HI	8	–	int	64	–	–	0	•	256	8k	•	•	•	•	•	СППЗУ с автомат.регулятором напряжения
HD6301V1	HI	8	8	16	40	•	•	0	•	128	–	•	6	•	•	•	Законченное семейство
HD63P01M1	HI	8	–	int	40	–	•	0	•	128	8k	1	6	•	•	•	СППЗУ с автомат. регулятором напряжения
HD6305Y2	HI	8	8	14	64	–	–	0	•	256	–	1	5	•	•	•	Много шин ВВ
HD6303R	HI	8	8	16	40	•	•	0	•	128	–	1	6	•	•	•	
HD6303Y	HI	8	8	16	64	–	•	0	•	256	–	2	8	•	•	•	Имеется версия на 3 В
HD647180	HI	8	–	int	84	–				512	16k	2		•	2	•	DMA
COP8788	NS	8	–	int	40/44	–	–	0	•	192	4k	2	13	•	•	•	Имеет АЦП;8-разр. внутр. Гарвардская архитектура
16C54	GI	8/12	–	int	18	–	–	0	•	32	512	1	–	12	–	•	12-разр. внутр. Гарвардская
16C55	GI	8/12	–	int	28	•	–	0	•	32	512	1	1	20	–	•	" " архитектура
87C51	IN	8	8	int	40	•	–	0	•	128	4k	2	5	32	•	•	КМОП-версия наиболее популярного контроллера
68HC11A8	MO	8	8	int	48/52	–	•		•	256	512[б]	4	2	28/32	•	•	6801 + 91 команда ; АЦП
80C196	IN	16	8/16	0/16	48/68	•	•		•	232	8k	2	8	•	•		Удвоенные рабочие характеристики 8096
16003	NS	16	16	16	68	–	•	0	•	256	–	8	8	•	2	•	Законченное семейство
16084MH	NS	16	–	int	68	–	•	0	•	256	8k	8	8	•	2	•	АЦП
78P312	NE	16	8/16	int	64	–	–		•	256	8k	4	15	32	•	•	Новое семейство; уникальный набор команд

[а] см. прим. к табл. 4.1; [б] ЭСППЗУ , int - внутр.

Отключение источника питания. Конечно, вы можете заставить любой микропроцессор работать при низкой средней мощности, если включать источник питания только в течение короткого рабочего цикла. Это более просто сделать для *n*-МОП-схем, чем для КМОП, поскольку входы, такие, как WR′, могут оставаться в ВЫСОКОМ состоянии при выключенном питании (для КМОП-схем такая ситуация привела бы к появлению питания на кристалле через входные диоды защиты), препятствуя подложным циклам записи. Следовательно, для КМОП-схем необходимо использовать внешние логические схемы, которые обеспечат аккуратное выключение. В любом случае надлежит решить вышеупомянутую проблему запуска тактовой синхронизации, которую вы можете решить с помощью внешних логических схем задержки, либо с помощью кристалла типа 82С85.

Мало кому понравится проводить полную «холодную» перезагрузку программного обеспечения на каждом цикле перезапуска. Лучший способ справиться с этим – это заставить ЦПЭ считывать с триггера «флаг включения питания» (постоянно включенные КМОП-схемы) на каждом перезапуске, проводя холодную загрузку только первый раз, после которого он устанавливает этот триггер.

Для *n*-МОП-процессоров с отключаемым источником питания вы должны во время «спячки» процессора хранить запускаемые фронтом запросы прерывания во внешних логических схемах, обслуживая их, когда процессор снова запущен. Вам возможно потребуется использовать этот же прием и для некоторых КМОП-процессоров, а именно для тех, которые теряют запускаемые фронтом прерывания в течение режима ожидания и остановки.

При отключении питания от *n*-МОП-процессоров, которые в типовом случае потребляют ток 100 мА или больше, позаботьтесь о применении хорошего «дюжего» полевого МОП-транзистора с сопротивлением $R_{вкл} < 3$ Ом при 5 В возбуждения на затворе.

Периферийные КМОП-устройства. Многие маломощные КМОП-кристаллы периферийных устройств представляют собой просто КМОП-копии их *n*-МОП аналогов, например параллельные порты 81С55 и 85С55. Их технические условия тоже почти точная копия исходных материалов по *n*-МОП-аналогам, правда с некоторыми изменениями. Зачастую эти технические условия не вполне корректны. Например, в них может задаваться выходной втекающий ток 2 мА при напряжении 0,4 В и вытекающий ток 100 мкА при напряжении 2,4 В, тогда как в действительности их формирователи с *p*-каналом могут обеспечивать вытекающий ток 2 мА, в частности, при напряжении 2,4 В. Входные пороги также могут быть перепутаны. Другая вещь, о которой следует побеспокоиться при использовании КМОП-приборов, является склонность к наводке плавающих потенциалов на входах при третьем состоянии шины. Фирма Harris и Intel добавляют в схему цепь «поддержки шины», которая вводит небольшую положительную обратную связь на вход для предотвращения появления тока режима класса А из-за плавающего потенциала на входах.

Остерегайтесь периферийных КМОП-устройств, которые потребляют ток «покоя», поскольку в них имеется тактовая синхронизация. Например, УАПП типа 65С51 и 82С52 потребляют ток около 2 мА на их рекомендованной частоте генератора (1,84 МГц при 1,4 мА/МГц для 65С51). Вы могли бы и выключить генератор, но тогда УАПП не смог бы принимать данные, например команду на включение. Другими периферийными КМОП-устройствами с токами покоя от 1 до 5 мА являются аналого-цифровые преобразователи, модемы видеоадаптеры, ЭСППЗУ и шифраторы клавиатуры. Сложные системы с несколькими такими приборами могут потреблять ток покоя 25 – 50 мА, что приводит к сроку службы 9-вольтовой батареи всего 10 ч. Если это вас устраивает, то прекрасно; в противном же случае необходимо отключать источник питания. Но будьте внимательны – входы и выходы могут себя вести дурно; например, шинные формирователи АЦП с третьим состоянием могут перей-

ти в НИЗКОЕ состояние, когда отсутствует питание этого АЦП (в этом случае используйте отдельный КМОП формирователь третьего состояния).

Формирователи сигналов стыка RS-232 традиционно представляют собой мощные приборы: классический счетверенный формирователь 1488 потребляет ток в статическом режиме ±20 мА без учета тока нагрузки, а счетверенный приемник 1489 потребляет ток 15 мА. Некоторые современные кристаллы стыка RS-232 работают с малой мощностью потребления. Здесь описывается несколько их хороших разновидностей:

MC145406 фирмы Motorola. Он представляет собой строенный КМОП-формирователь/приемник, который будет работать при напряжениях источника питания от ±5 до ±13 В и имеет мощность рассеяния не более 15 мВт во всем этом диапазоне. Выходные КМОП-формирователи дают перепад выходного сигнала в пределах общего перепада напряжения питания, так что вы можете получить требуемый размах сигналов стыка RS-232 даже при напряжении питания ±5 В. Различные приемы были использованы в этой конструкции, с тем чтобы обеспечить работу КМОП-схемы с общим напряжением питания вплоть до 26 В, и допустить размах сигнала на входе на 20 В выше этого перепада напряжения.

LT1032. Это счетверенный биполярный формирователь сигнала стыка RS-232 с диапазоном напряжения источника питания от ±5 до ±15 В и током покоя 0,5 мА. Его можно выключать (нулевой ток) с помощью контакта управления; при выключении сами выходы переходят в третье состояние.

LT1039. Это строенный биполярный формирователь/приемник с диапазоном напряжений питания от ±5 до ±15 В и током покоя 4 мА. Аналогично схеме LT1032 у него имеется контакт выключения. В нем также предусмотрен контакт управления, который позволяет оставлять один из приемников во включенном состоянии, в то время как остальная часть кристалла отключается; вы можете использовать это для включения остальной части самого кристалла, когда что-нибудь поступает на вход. В выключенном режиме выход переходит в состояние с высоким полным сопротивлением.

Серия MAX230-239/ICL232; LT1080/1. Эти приборы, выпускаемые фирмами Maxim, Intersil и Linear Technology, представляют собой сдвоенные формирователи/приемники с внутренними преобразователями напряжения, так что они могут работать от единственного источника питания с напряжением +5 В, выдавая выходные сигналы с размахом ±9 В. Все они, за исключением MAX233 и 235 (которые имеют встроенные конденсаторы), требуют подключения к преобразователям напряжения четырех внешних танталовых конденсаторов; их выходные сигналы с напряжением ±9 В пригодны для питания низкотоковых нагрузок. Их ток покоя составляет 5 мА. Части этих кристаллов, а именно преобразователи напряжения, выпускаются отдельно, как схема MAX680 или LT1026,– преобразователи единственного напряжения +5 В в сдвоенное напряжение ±10 В; их можно использовать для организации питания всех других приведенных выше кристаллов стыка RS-232.

DS14C88/89. Фирма National переработала по КМОП-технологии свою классическую биполярную схему с аналогичным наименованием. Формирователь 14C88 работает при напряжениях источника питания от ±4,5 до ±12 В, вырабатывая обычный для КМОП-схем размах сигнала до напряжений питания. При напряжении питания ±5 В этот счетверенный формирователь потребляет ток 30 мкА, макс. (ненагруженный), в то время как приемник потребляет 0,9 мА, макс. от его единственного источника питания с напряжением +5 В. (Фирма National также выпускает КМОП-кристаллы стыка RS-422 (DS26C31-32).)

14.18. Пример проектирования на микропроцессоре: регистратор данных типа «градус-день»

Давайте приведем пример разработки, где все вышеприведенные идеи сведены во-

едино. Мы разработаем небольшой регистратор данных с питанием от батарей, чья задача проводить текущий контроль температуры окружающей среды единожды за минуту, сохраняя средние значения «градус-день» в ОЗУ для последующего считывания их через последовательную систему передачи. Вы могли бы разместить такой прибор в удаленном месте, нанося ему визиты дважды в год, во время которых вы считываете его данные в портативный компьютер. Или вы могли предпочесть «собрать урожай» этих регистраторов, а затем считать их данные, после того как принесете их снова домой.

Прибор будет работать на трех щелочных *c*-элементах, со сроком службы батареи по крайней мере год. Для поддержания потребляемой мощности на низком уровне мы будем использовать КМОП периферийные устройства и КМОП-микропроцессор типа контроллера со встроенными режимами остановки. Применим режим включения источника питания самого ЦПЭ и схем предварительной обработки в течение кратковременных интервалов сбора данных, с запуском его от маломощного кристалла хронометрирования. Поскольку последовательный порт будет использоваться только время от времени, мы сделаем также и здесь выключение источника питания. Наша частная схема не является никоим образом уникальной; наряду с ней мы рассмотрим и альтернативные схемные решения.

ЦПЭ. На рис. 14.43 показана схема нашей разработки. Мы начали с выбора КМОП-контроллера MC146805 фирмы Motorola, который предназначен для работы при напряжении питания вплоть до 3 В, в него входят встроенные схемотехнические решения для перехода в режим ОЖИДАНИЯ (малая мощность, работают генератор и таймер) или режим ОСТАНОВКИ (нулевая мощность, генератор остановлен, восстановление только через прерывание или сброс). В модификации с суффиксом-Е2 используются внешние ПЗУ и ОЗУ, но она имеет и внутреннее ОЗУ объемом 112 байт.

При работе с источником питания напряжением 5 В ЦПЭ потребляет при функционировании ток 7 мА (тактовая синхронизация с частотой 5 МГц), в режиме ОЖИДАНИЯ – 1 мА и в режиме ОСТАНОВКИ – 5 мкА. Поскольку нам необходимо регистрировать данные в течение только нескольких миллисекунд раз в минуту, а восстановление из режима ОСТАНОВКИ (благодаря запуску кварцевого генератора) занимает в типовом случае 30 мс, мы минимизируем мощность потребления с помощью использования формируемого внешней схемой прерывания, которое подготавливает прибор к каждому измерению. Альтернативное решение – использование формируемого с помощью таймера ЦПЭ в режиме ОЖИДАНИЯ прерывания – обеспечивает средний ток потребления ЦПЭ по крайней мере 1 мА, что соответствует сроку службы батареи *C* – элементов только полгода. Этот срок можно, конечно, довести и до года, т. е. используя *D*-элементы; другое решение могло бы быть связано с работой на более низкой частоте генератора (скажем, 1 МГц), где ток в режиме ОЖИДАНИЯ существенно ниже. Еще одна возможность – это работа при напряжении питания 3 В, где ток потребления в режиме ожидания составляет приблизительно 150 мкА при тактовой частоте 1 МГц. Любое из этих решений вполне хорошее. В этом же примере мы будем придерживаться методов выключения питания, поскольку удастся продемонстрировать дополнительные технические приемы. При этом также получается приемлемая система хронометрирования с помощью кристалла календаря.

Тактовая синхронизация календаря. Для обеспечения тактовой синхронизации календаря нам требуется кристалл, который не только может сохранять временные параметры при низком токе потребления (все кристаллы календаря делают это), но также может обслуживать прерывания во время режима потребления малой мощности. Поскольку поначалу кристаллы календаря предназначались для компьютеров, работающих от сети переменного тока, где имеется изобилие мощности, когда ЦПЭ функционирует, то многие кристаллы не могут обслуживать преры-

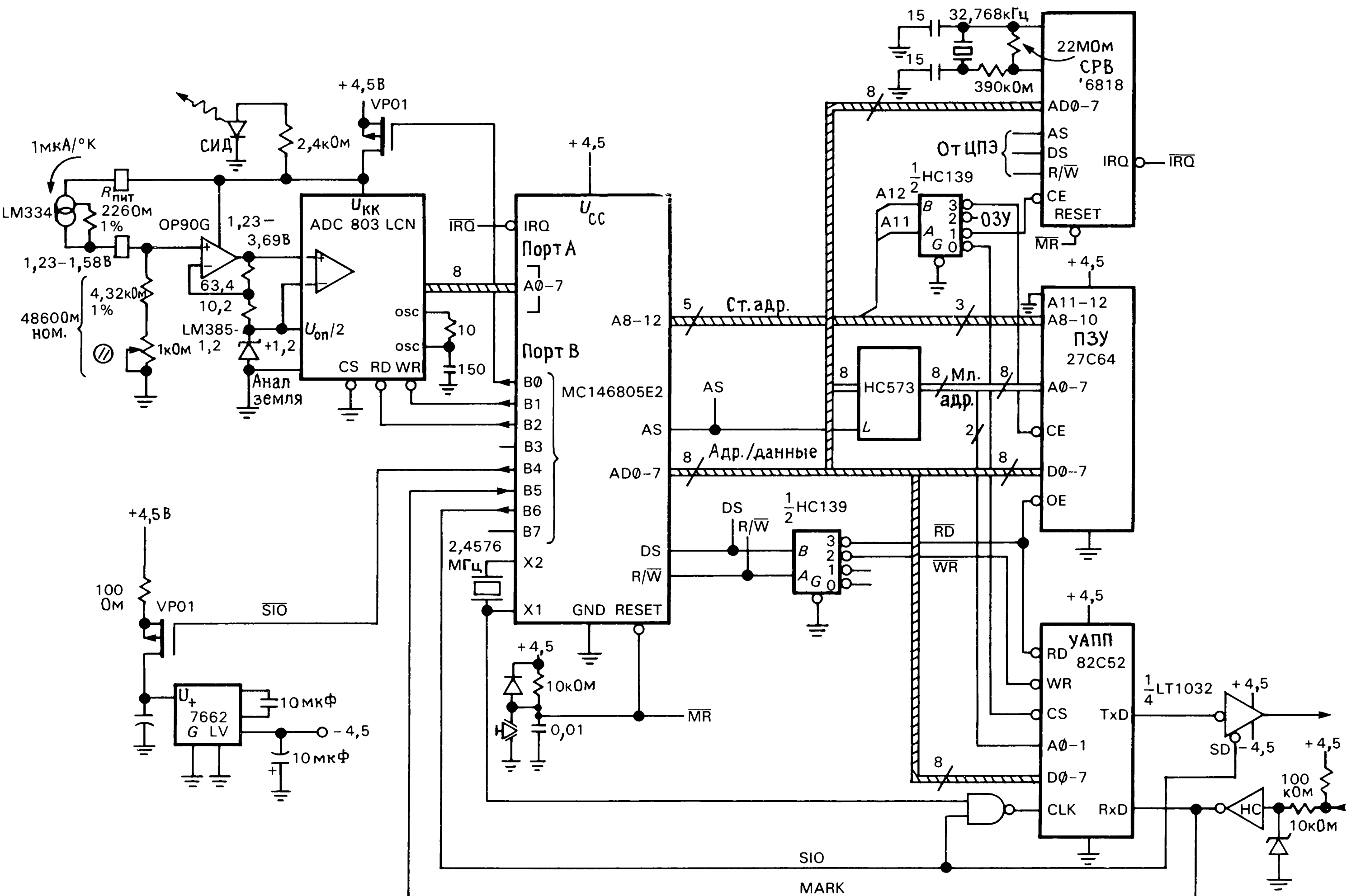


Рис. 14.43. Пример схемы на универсальном микромощном микропроцессоре.

вания в режиме малой мощности (батарейное резервирование). Мы сначала рассмотрим схему ICM7170, прекрасный кристалл календаря фирмы Intersil; он обрабатывает прерывание в режиме малой мощности, но имеет неуклюжую схему питания при работе от единственной батареи. «Вечно популярная» схема MM58274 фирмы National не может обрабатывать прерывание в режиме резервирования. Мы, наконец, решили остановиться на схеме MC14618 фирмы Motorola – это популярный прибор, который выпускается по крайней мере еще двумя другими фирмами-изготовителями и предназначен для использования с кристаллами ЦПЭ типа MC146805. Схему можно оставить работающей и при полном напряжении питания, она обеспечивает низкий ток потребления (50 мкА, макс. на частоте 32 кГц, внешний генератор), когда не снят запрет.

Фирма Motorola «любит» отображение в памяти устройств ВВ (ввода-вывода) и их схема MC146608 не является исключением. При этом отсутствует стробирование ввода-вывода, что предпочитает делать фирма Intel; вместо этого вы кодируете некоторую часть пространства памяти как «пространство ВВ». Только при использовании нескольких приборов ВВ в этой системе вы сможете запутаться при декодировании ВВ, как мы установили в разд. 10.06. Тогда мы поставим УАПП на «дно» внешней памяти (кристалл ЦПЭ резервирует нижние 80 байт для внутренней памяти и портов), а тактовая синхронизация календаря занимает ячейку 80H, при этом используется тот же самый 'HC139-дешифратор, который разрешает доступ к памяти (см. ниже).

Память. В качестве стираемого программируемого ПЗУ мы использовали стандартную схему 27C64 (8K × 8), только нижняя четверть которой адресуется через 11-разрядную шину, к которой мы подключены (мы использовали верхнюю часть адресного пространства для устройств ВВ). ПЗУ меньшего объема было бы предпочтительнее, но фирмы-изготовители схем памяти, как правило, прекращают выпуск памяти меньшего объема, как только они осваивают выпуск кристаллов памяти большего объема. Для схемы 27C64 точно определен ток I_{CC} = = 100 мкА, макс., когда отменен ее выбор; в действительности же статический ток потребления не превышает 10 мкА. Следует отметить, фиксирование младшего адресного разряда из мультиплексной шины ЦПЭ и перекодирование пары сигналов фирмы Motorola (R/W′, DS) в пару сигналов фирмы Intel (RD′, WR′), которое удобно выполнить на половине дешифратора 'HC139 (другая половина делает адресное декодирование).

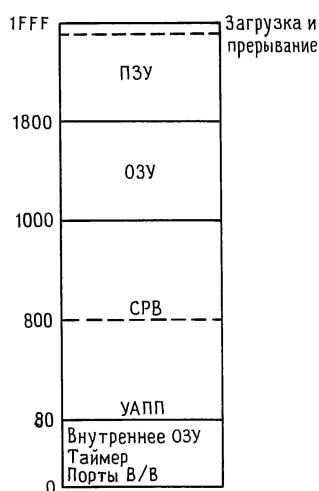


Рис. 14.44. Пример распределения памяти микропроцессора.

Внешнее КМОП ОЗУ (необязательно и не показано) расположено ниже ПЗУ в адресном пространстве (см. рис. 14.44) и подключено к той же самой шине, за исключением декодирования адреса. Еще раз о том, что ОЗУ меньшего объема было бы предпочтительнее, но формы-изготовители кристаллов не содействуют этому.

Последовательная передача. Для последовательной передачи (разд. 10.19) нам необходим УАПП и биполярный формирователь/приемник стыка RS-232. Поскольку последовательный порт будет использоваться только время от времени (в течение считывания и инициализации), то его можно оставить в выключенном со-

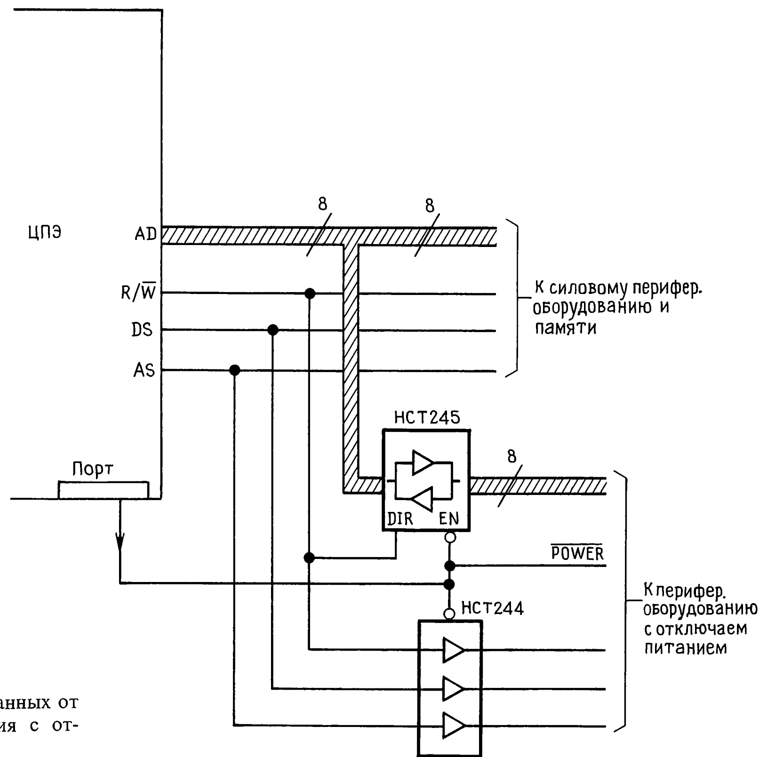


Рис. 14.45. Развязка шины данных от периферийного оборудования с отключаемым питанием.

стоянии, приводя с помощью ЦПЭ контроль подсоединения к нему какого-либо узла во время части его периодических рабочих циклов (раз в минуту). Одна возможность тогда заключается в использовании обычного УАПП (например, 8251) с управлением выключения источника питания с помощью бита с выходного порта самого ЦПЭ. Эта прекрасная идея, хотя вы должны быть осторожны, поскольку при выключенном питании УАПП не нагружает шину (или получает питание от нее, как это делает КМОП-кристалл). Хороший способ решить эту проблему заключается в использовании на шине НС буферов с третьим состоянием, включаемых между самой шиной и отключаемым от питания УАПП, переводя их в состояние с высоким полным сопротивлением на время выключения питания (рис. 14.45).

В этом примере мы выбрали более простое решение, а именно используем КМОП УАПП, который оставляется под питанием все время, переключая *генератор* только тогда, когда используется последовательный порт; результирующий ток покоя, хотя он и не определяется в технических условиях, в типовом случае не превышает 20 мкА. Для простоты также оставим под питанием большую часть стыка RS-232. Формирователь является одной из секций маломощного счетверенного блока с управляемым выключением; в отключенном состоянии определен ток покоя, который равен 1 мкА (тип.), 10 мкА (макс.). Отрицательное напряжение источника питания обеспечивается инвертором напряжения типа 7662, отключение питания которого осуществляется под управлением одного из битов порта ЦПЭ; хотя технические требования устанавливают ток $I_п$ = 20 мкА (тип.), *максимальный* ток $I_п$ составляет 150 мкА, это достаточный довод в пользу отключения питания от той части схемы, которая

должна использоваться 10 мин в год! Отметим наличие токоограничивающего резистора с номиналом 100 Ом, поскольку нагрузка представляет собой короткое замыкание при начальном включении источника питания. Приемник стыка RS-232 мы создали на основе НС логического инвертора с фиксатором на диоде Шоттки и токового ограничителя при биполярном входном сигнале.

При оставлении приемника под питанием мы сможем определить, когда что-нибудь подключено к самому последовательному порту, поскольку «спящее» состояние стыка RS-232 («маркер» – отрицательное напряжение по крайней мере 3 В) приводит к появлению на выходе инвертора ВЫСОКОГО уровня (отметим привязку к верхнему уровню на входе). Вот почему выход инвертора кроме возбуждения самого УАПП подключен и к входному порту ЦПЭ. Конечно, и сам ЦПЭ мог бы распознать этот факт, но только в течение короткого интервала времени (<1 с) каждую минуту, когда он «разбужен». Следовательно, на практике при подключении к последовательному порту пользователь должен иметь некоторое терпение, т. е. подождать пока это не произойдет.

Устройства предварительной обработки. В качестве датчика мы выбрали температурно-чувствительный источник тока LM334. Ток этого двухконтактного источника пропорционален абсолютной температуре и устанавливается с помощью единственного резистора $R_{уст}$: I (мкА) = $= 227\ T/R_{уст}$, где температура T измеряется в кельвинах, а сопротивление $R_{уст}$ – в омах. Он имеет податливость напряжения от 1 до 40 В и начальную точность 6%. В качестве АЦП мы выбрали простой AD803 – дешевый (меньше 5 долл.) преобразователь с последовательным приближением, внутренним формирователем тактовой синхронизации, выходами с тремя состояниями и единственным источником питания с напряжением +5 В. Он имеет удобный дифференциальный вход, со схемами установки полномасштабного диапазона. Поскольку он потребляет ток 1 мА, мы применили выключение источника питания – управление с помощью разряда порта ЦПЭ.

В этой реализации мы выбрали $R_{уст} =$ $= 226$ Ом, т. е. 1 мкА/К. Разумный диапазон измеряемых температур лежит в пределах от −20 °C до +50 °C, что соответствует диапазону изменения тока от 254 мкА до 324 мкА. Он должен быть согласован с входным диапазоном АЦП. Используемый конкретный АЦП имеет полномасштабный диапазон аналогового (опорного) напряжения $2U_{оп}$, когда используется внешний источник эталонного напряжения $U_{оп}$; к тому же структура дифференциального входа позволяет добавлять смещение на вход. В наиболее простой конфигурации, как это показано на рисунке, подается напряжение смещения, равное $U_{оп}$; т. е. диапазон аналогового входного сигнала лежит в пределах от $U_{оп}$ до $3U_{оп}$. При использовании нашего источника питания с напряжением +4,5 В, эталонное напряжение 1,23 В обеспечивается источником эталонного напряжения на запрещенной зоне, скажем, LM385-1,2. Тогда диапазон аналогового входного сигнала составит от 1,23 до 3,69 В. Остальное просто, а именно, выбирая соответствующий нагрузочный резистор, установим нижнюю границу выходного сигнала самого датчика на напряжение 1,23 В, затем, добавляя каскад дифференциального усиления постоянного тока, установим верхнюю границу выходного сигнала датчика на напряжение 3,69 В. В соответствии с этим нагрузочный резистор датчика должен быть 4,84 кОм, за ним следует каскад с усилением напряжения $K_U = 7{,}26$, как указано на схеме. Подстроечная регулировка нагрузочного резистора в диапазоне ±10% необходима, с тем чтобы согласовать начальные ошибки (LM334–6%, LM385–2%, смещение ОУ – 1%). Следует отметить необычную конфигурацию во входной цепи автоматического регулятора напряжения, который обеспечивает нулевую точку усилителя постоянного тока, равную эталонному напряжению, в то же время обеспечивая смещение эталонного источника.

Таблица 14.10. Ток потребления регистратора температуры[а)]

Устройство	Ожидание		Прием данных		Последов. передача	
	тип., мкА	макс., мкА	тип., мкА	макс., мкА	тип., мкА	макс., мкА
ЦПЭ	10	175	4000	7500	4000	7500
ПЗУ[б]	10	100	2500	5000	2500	5000
(ОЗУ)	2	10	2500	5000	2500	5000
Датчик	0	0	350	350	0	0
АЦП	0	0	1100	1800	0	0
СИД	0	0	1000	1000	0	0
УАПП	20	100[в]	20	100[а]	2500	3000
RS-232[г]	1	10	1	10	1600	2000
7662	0	0	0	0	20	150
Дискретные	0	10	0	10	0	10
СРВ	25	100	25	100	25	100
Общее	68	505	12	21	13	23

[а)] $U_{пит} = 4{,}5$ В, $f_{цпэ} = 2{,}5$ МГц; [б)] предполагается доступ к 50% ПЗУ, 50% ОЗУ;
[в)] $I_п$ (макс.) не определен для 82С52, используется значение для 82С51; [г)] предполагается 50% маркировки и полное сопротивление нагрузки 5 кОм.

Упражнение 14.1. Проверьте сами наши арифметические вычисления температурного диапазона, который обеспечивается приведенными на рис. 14.43 номиналами резисторов.

Отметим, что мы сопрягли АЦП через шину параллельного порта, а не более обычным способом, т. е. используя шину данных ЦПЭ. Мы сделали это так, поскольку иначе бы при отключенном питании АЦП нагружал эту шину. Быстродействие в этой прикладной задаче не важно (особенно поскольку время запуска генератора ЦПЭ может достигать 250 мс), а сама шина порта доступна и не используется.

Потребляемая мощность. В табл. 14.10 дано распределение тока потребления в каждом из этих трех рабочих состояний. Следует отметить большой разброс между «типовым» и «максимальными» токами покоя. Если применены «типовые» ИС, то средний ток потребления (предполагая время «бодрствования» 500 мс за минуту) составляет 168 мкА или 3 года работы на щелочных *С*-элементах (4500 мА·ч). В худшем случае средний ток потребления равен 680 мкА (9 месяцев) – предельное значение для необслуживаемого регистратора данных. Конечно, «худший случай» означает, что ток покоя каждой ИС определяется по проектному пределу. Имеются два решения: а) использовать гораздо более энергоемкие батареи, с тем чтобы гарантировать для худшего случая удовлетворительный срок их службы; или б) предварительно тщательно отобрать (измеряя ток $I_п$) ИС, которые определяют срок службы батареи, в данном случае сам ЦПЭ. В большинстве случаев вы сможете, вероятно, выйти из положения, придерживаясь правила в) жить опасно; большинство ИС имеют гораздо меньший ток утечки, чем указано в технических требованиях для худшего случая.

Программирование. Программирование ПЗУ является непосредственным и повторяет основную структуру программно-аппаратных средств, которые мы уже рассмотрели в гл. 11. Однако имеется несколько дополнительных советов.

При выключаемом источнике питания позаботьтесь о выделении времени для восстановления работоспособности питаемого им прибора. Им может быть генератор на кварцевом резонаторе, в этом случае требуемая задержка может составить десятки миллисекунд. Инвертор напряжения 7662 в этой схеме имеет большие номиналы конденсаторов и потребуется несколько миллисекунд для установки его напряжения. Если отключаемый прибор подсоединяется к шине порта (как, скажем, АЦП), то разряды шины порта должны быть либо установ-

лены в НИЗКОЕ состояние, либо запрограммированны как входные, перед тем как сам прибор отключится. Если для развязки шины используются формирователи с третьим состоянием, позаботьтесь о переводе их в состояние высокого полного сопротивления *до* снятия напряжения с самого прибора.

Упражнение 14.2. Нарисуйте структурную схему регистратора данных типа день-градус. Правильно проведите мероприятия на разрядах параллельного порта, перед тем как «отправить его спать». Не забудьте инициализировать тактовую синхронизацию календаря и УАПП. Позаботьтесь о проверке наличия подключения к последовательному порту во время каждого рабочего цикла.

Альтернативное проектирование. Как мы установили вначале, при работе с напряжением питания 3 В вместо 4,5 В (поскольку напряжение батареи со временем всегда падает, лучше всего сделать понижение исходного напряжения +4,5 В с помощью микромощного стабилизатора с малым переходным напряжением типа LP2951 или ILC7663), ЦПЭ мог бы находиться в режиме ОЖИДАНИЯ, а не в режиме ОСТАНОВКИ. В режиме ожидания (200 мкА, макс., при напряжении 3 В и частоте 1 МГц) внутренний генератор работает и поддерживает как прерывания, так и функцию внутреннего таймера. Таким образом, внешняя система тактовой синхронизации календаря могла бы быть заменена простым маломощным генератором на частоту 32 кГц и делителем (например, дешевой ИС ММ5368 в мини-DIP-корпусе) для обеспечения формирования 1 импульса прерываний в секунду; внутренний таймер должен тогда переводить ЦПЭ в рабочее состояние в программируемый интервал времени, как было и раньше. Следует отметить, что в представленной конструкции большая часть энергии батареи расходуется системой тактовой синхронизации календаря – относительно дорогой кристалл чрезмерной сложности.

Упражнение 14.3. Нарисуйте исправленную схему регистратора температуры, который «засыпает» в режиме ОЖИДАНИЯ.

Изготовители предлагают несколько современных кристаллов, которые позволят вам упростить схему последовательного порта RS-232. В состав схем серий LT1080 и МАХ230 формирователей/приемников стыка RS-232 входят внутренние инверторы напряжения и в некоторых моделях имеется управление их «остановкой» с $I_п = 1$ мкА, тип. (10 мкА, макс.). Мы могли бы, следовательно, заменить схему 7662 на ее дискретный аналог с выключением питания, а схему LT1032 – на единственную ИС МАХ235, в которую входят даже встроенные летающие конденсаторы. К несчастью, приемные секции последнего становятся «мертвыми» во время отключения, так что мы не можем использовать их также и для замены нашего приемника 'НС04. В наличии имеются формирователи/приемники стыка RS-232, которые обеспечивают работу одного приемника («бездействие»?) во время микромощного выключения, например ИС LT1039; однако этот кристалл не дает решения проблемы в нашем случае, поскольку для него требуется непрерывная подача напряжения от источника питания во время режима бездействия, что потребовало бы непрерывной работы схемы 7662.

По поводу альтернативных решений последовательного порта стоит отметить, что вы можете в действительности исключить УАПП при использовании пары битов параллельного порта ЦПЭ для организации передачи и приема. Для реализации такого «программного» УАПП вы должны написать программное обеспечение для формирования и приема последовательных потоков бит. В обычной процедуре должна использоваться программная функция внутреннего таймера ЦПЭ, которая устанавливает подходящую символьную скорость. Функция передачи относительно тривиальна, поскольку вы только формируете «1» или «0» по каждому сигналу таймера. Приемная функция, оказывается, требует большего внимания, поскольку вы должны стробировать приходящий на порт бит с гораздо большей тактовой скоростью (в типовом случае в 8 раз выше символьной скорости), для того чтобы выбрать его значение вблизи середины двоичной посылки. Не-

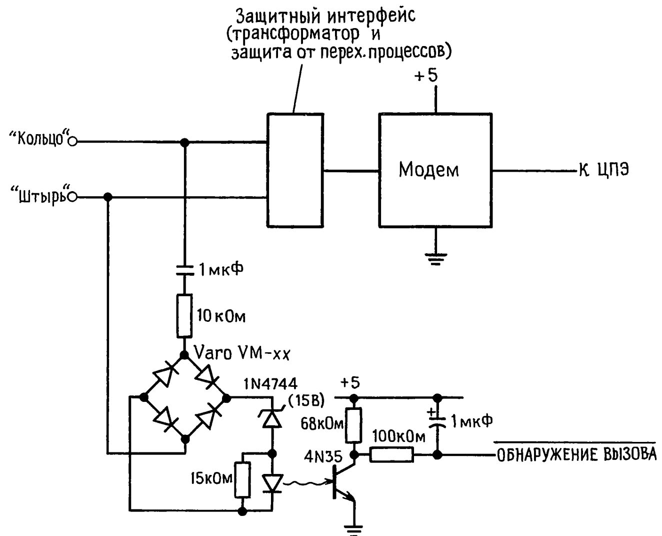


Рис. 14.46. Обнаружение телефонного вызывного сигнала. (С любезного разрешения. N. Jotikasthira и M. Bain, фирма Infinet. Inc.)

смотря на проблемы с программированием, программная реализация УАПП часто более пригодна для небольших систем, поскольку позволяет отказаться от БИС.

Вместо прямых выходов стыка RS-232 в конструкцию мог бы входить отключаемый от источника питания модем, обеспечивающий подключение к телефонной линии. Прибор 74HC943 фирмы National был бы хорош в этом случае, обеспечивая ток покоя 8 мА при единственном источнике питания с напряжением +5 В. Пассивная схема «обнаружения вызова» (рис. 14.46) могла бы тогда заменить схему «обнаружения маркера» отрицательного уровня (см. рис. 14.43). Было бы лучше обеспечить запуск прерывания при обнаружении вызова, поскольку никому не понравится ожидать минуту, пока телефон ответит. В представленной конструкции присутствие маркирующего уровня (−3 В или более) могло бы также быть использовано для запуска прерывания.

Упражнение 14.4. Покажите, как сделать запуск прерывания при поступлении маркирующего уровня. Позаботьтесь об обеспечении очистки прерывания программным способом.

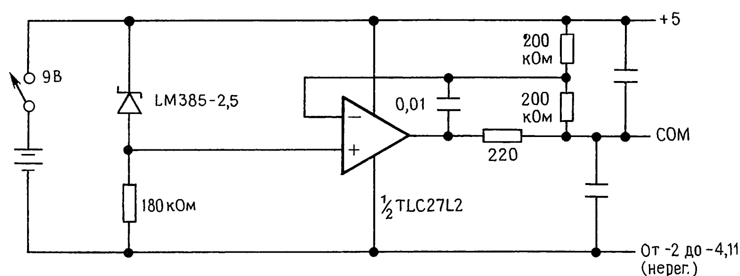
Периферийный АЦП мог быть привязан к шине ЦПЭ (вместо порта), при этом КМОП-формирователи сигналов третьего состояния используются для формирования развязки отключаемого от питания прибора (рис. 14.45). Тот же самый прием можно было применить для минизации потребления мощности от источника питания, если высококачественный УАПП (например, 85С30) как показано на рис. 11.13) подставляется вместо используемого здесь простого 85С52.

Немного философии: всегда соблазнительно постараться выжать последнюю каплю из микромощного проектирования, применяя дьявольские ухищрения в виде крайне маломощных приборов, отключения источника питания и др. Для нашей схемы вы смогли бы, вероятно, преуспеть в таком проектировании, где вместо *С*-элементов используются АА-элементы. Но крайние усилия (и цена) не имели бы в нашем случае значения, поскольку уменьшение на 20% размера и веса не существенно для данной прикладной задачи. В действительности имело, вероятно, бы смысл еще больше упростить конструкцию, например, запитать ИС 7662 от того же самого отключаемого источника питания, что и периферийный АЦП, или даже оставить его под питанием постоянно.

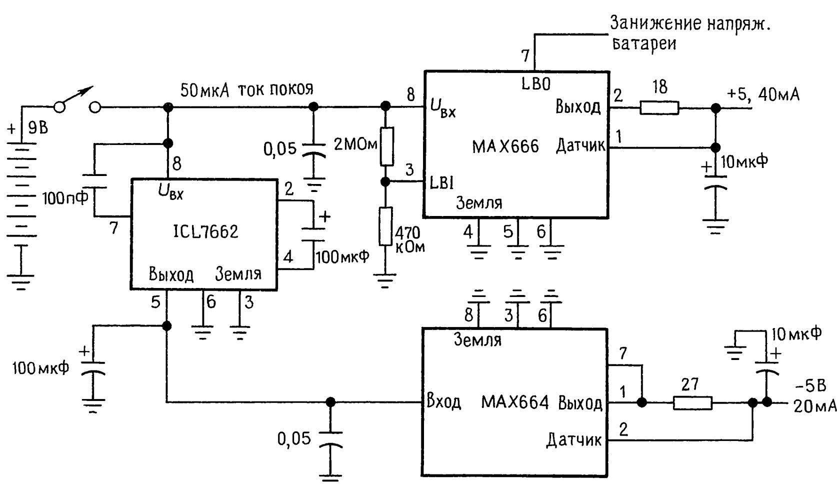
СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

14.19. Удачные схемы

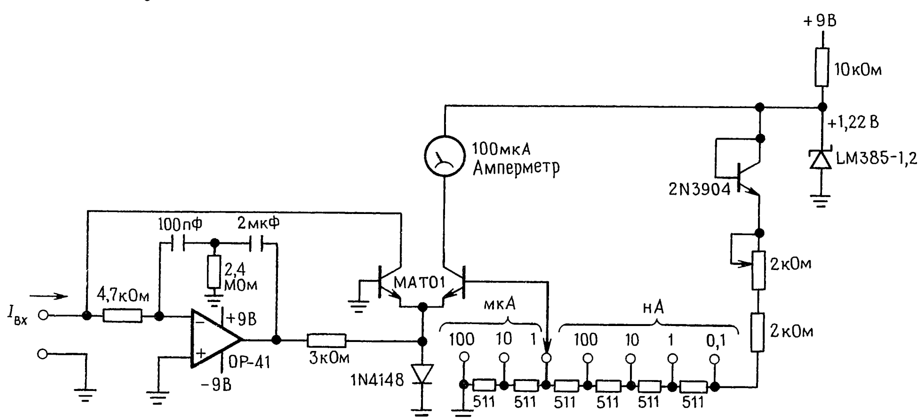
На рис. 14.47 представлены некоторые удачные маломощные схемы.



а



б



в

Рис. 14.47. Удачные схемы. *а*–формирование напряжений + 5 В и в диапазоне от –2 В до – 4 В от единственной батареи 9 В; *б*–формирование напряжений + 5 В от единственной батареи 9 В; *в*–широко-диапазонный наноамперметр (из PMI App. Note 106).

ГЛАВА 15

ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

ВВЕДЕНИЕ

Возможно, наиболее увлекательной (и наиболее полезной) областью применения электроники являются сбор и использование данных о технологических процессах или при научных экспериментах. Вообще говоря, *первичные преобразователи* или *датчики* (устройства, с помощью которых некоторые физические величины, такие, например, как температура или светимость, преобразуются в напряжение или другие электрические сигналы) используются для получения сигналов, которые далее могут обрабатываться в электронных схемах, кодироваться с помощью АЦП, запоминаться и анализироваться компьютерами. Если исследуемый сигнал настолько мал, что его маскируют шумы и помехи, то используются мощные методы выделения частот сигнала, такие, как «детектирование с захватом», усреднение сигналов, многоканальные счетчики, а также корреляционный и спектральный анализы, с помощью которых требуемый сигнал восстанавливается. В конце концов результаты таких физических измерений можно использовать для внешнего управления самим экспериментом или для контроля процесса, который обычно обеспечивается небольшим компьютером или микропроцессором, предназначенным для такой задачи. Недавние достижения в развитии мощных и недорогих микропроцессоров привели к бурному проникновению электроники в область управления и регистрации хода процессов, что не имело прецедентов всего десять лет назад.

Эту главу мы начнем с рассмотрения методов измерения и с описания используемых преобразователей. Здесь есть неограниченные возможности для изобретательской деятельности, поэтому перечень преобразователей, описываемых в этой главе, далеко не полон, а охватывает лишь наиболее типичные. Мы более подробно расскажем о некоторых специфических проблемах, присущих имеющимся измерительным преобразователям, и дадим несколько схемных решений, которыми вы можете воспользоваться. Постараемся охватить наиболее трудные проблемы, включая сверхвысокие сопротивления источников сигналов (сотни мегаом для микроэлектродов или ионных зондов), маломощные преобразователи с низким сопротивлением (как, например, термопары, тензодатчики, магнитные звукосниматели), высокоимпедансные чувствительные элементы для переменного тока (емкостные преобразователи) и др.

В этой главе мы продолжим знакомство с получением прецизионных стандартных значений (стандарты частоты и времени, а также напряжений и сопротивлений) и некоторыми методами прецизионных измерений. Затем более подробно опишем весь процесс сужения полосы и «выделения сигнала из шума». Эти методы чрезвычайно мощны и для непосвященных представляются таинственными. В заключение мы кратко расскажем об анализе спектров и методе Фурье. Читатель, которого интересует только конструирование электронных схем, может не читать эту главу.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Иногда бывает, что величина, которую вы хотите измерить, сама по себе является электрической. Примером этому могут служить нервные импульсы (напряжение),

проводимость морской воды (сопротивление), поток заряженных частиц (ток) и др. В этом случае измерения оказываются относительно прямыми, а основные трудности связаны с выбором типов измерительных электродов и возможностями обработки сигналов, которые удается получить. Здесь можно столкнуться либо с очень высоким импедансом (как, например, в случае с микроэлектродами), либо с очень слабыми сигналами (ток, возникающий при радиоактивном распаде).

Гораздо чаще требуются приборы, которые могут преобразовывать некоторые физические величины в соответствующие значения электрических сигналов. Сюда можно отнести измерения температуры, уровня светимости, магнитного поля, деформации, ускорения, интенсивности звука и т. п. В последующих разделах будут рассмотрены наиболее часто встречающиеся преобразователи входных сигналов, чтобы дать общее представление о том, что можно измерять и с какой точностью. Более подробно будут описаны измерения тепла и светового потока, но охватить все возможные измерения в данной книге невозможно.

15.01. Температура

Поступающие в продажу датчики температуры имеют очень хорошие характеристики. Это касается как диапазона измеряемой температуры, так и точности, вопроизводимости, универсальности кривых, а также габаритов и стоимости.

Термопары. Если соединить между собой два провода из различных металлов, то на их концах возникнет небольшая разность потенциалов (сопротивление такого источника при этом будет низким!), обычно порядка милливольта, с температурным коэффициентом около 50 мкВ/°С. Такие соединения называют *термопарами*, и используются они для измерений температуры в широком диапазоне. Комбинируя различные пары сплавов, можно измерять температуры от −270 до +2500 °С с хорошей точностью (0,5–2 °С). Термоэлектрические свойства различных сплавов хорошо известны, поэтому тер-

Рис. 15.1. Классическая схема включения термопары.

мопарные зонды в любом виде (щупы, прокладки, бронированные зонды и т. п.), изготовленные из одних и тех же сплавов, могут взаимозаменяться без дополнительной калибровки.

Классическая термопарная цепь приведена на рис. 15.1. Специфический подбор металлов, указанный на этом рисунке, составляет термопару, известную как тип *J* (см. табл. 15.1, в которой приведен список стандартных сплавов и их свойств). Каждая пара изготовляется путем сварки (спайки) двух разных металлов таким образом, чтобы получилось небольшое по размеру соединение – спай. (Известно, что можно соединить провода, просто скручивая их вместе, но такое соединение не будет работать долго!) Опорный («холодный») спай абсолютно необходим, иначе придется иметь дело с добавочными паразитными термопарами, возникающими в точках, где различные металлы соединяются с зажимами измерительного прибора. Эти лишние неконтролируемые термо-э.д.с. в схеме приводят к странным и неточным результатам. Даже при наличии двух термопар на клеммах все же имеют место термопарные соединения, но это редко вызывает осложнения, поскольку они одинаковы и находятся при той же температуре.

В термопарных схемах напряжение зависит от температуры обоих термосоединений. Грубо говоря, оно пропорционально *разности температур* между двумя спаями. На практике требуется знание температуры на чувствительном спае. Учесть температуру опорной термопары можно двумя способами: (а) Поддерживать на опорном спае постоянную температуру, равную 0 °С. Обычно для этого

Таблица 15.1. Термопары

Тип	Сплав	Макс. T [1], °C	Темп. коэф. при 20°C,	Выходное напряжение, мВ [2] 100°C	400°C	1000°C	Сопрот. выводов 30-го калибра, Ом [3]
J	Железо / Константан [4]	760	51,45	5,268	21,846	–	3,6
K	Хромель [5] / Алюмель [6]	1370	40,28	4,095	16,395	41,269	
T	Медь / Константан [4]	400	40,28	4,277	20,869	–	
E	Хромель [5] / Константан [6]	1000	60,48	6,317	28,943	76,358	
S	Платина / 90% Pt–10% Rh	1750	5,88	0,625	3,260	9,585	
R	Платина / 97% Pt–13% Rh	1750	5,80	0,647	3,407	10,503	
B	94% Pt–6% Rh / 70% Pt–30% Rh	1800	0,00	0,033	0,786	4,833	

[1] Долговечность термопары ухудшается при продолжительной работе вблизи максимальной температуры.
[2] Опорный спай при 0°C.
[3] Для проводов длиной 60 см (для 24-го калибра величина умножается на 0,25).
[4] 55% Cu–45% Ni
[5] 90% Ni–10% Cr.
[6] 96% Ni–2% Mn–2% Al.

используют ванночку с тающим льдом, но можно приобрести прекрасный небольшой стабилизированный по температуре холодильник, который будет выполнять ту же работу. Если измеряются очень высокие температуры, то можно не беспокоиться о тех небольших ошибках, которые возникают, если опорный спай будет находиться при комнатной температуре. (б) Более современные методы заключаются в построении компенсирующих схем, которые корректируют отличие, связанное с тем, что температура на опорном соединении не равна 0 °C.

На рис. 15.2 показано, как это осуществляется. Основная идея заключается в использовании полупроводникового датчика, воспринимающего температуру холодного спая, и схемы, формирующей поправку к напряжению, т. е. компенсирующей разницу между фактической температурой опорного спая и стандартной (0 °C). AD590 (см. следующий раздел об ИС-датчиках температуры) дает на выходе ток (в микроамперах), пропорциональный температуре (в кельвинах). R_1 выбирается в соответствии с термоэлектрическим коэффициентом, в данном случае на этом резисторе 1 мкА/°C преобразуется в 51,5 мкВ/°C (см. табл. 15.1), а опорный трехполюсный источник AD580 (в комбинации с R_2 и R_3) используется для компенсации тока смещения 273 мкА при 0 °C (273,15 K), даваемого AD590. Таким образом, тока коррекции нет, если опорный спай находится при 0°C, а если он имеет несколько другую температуру, то к собственному напряжению от пары спа-

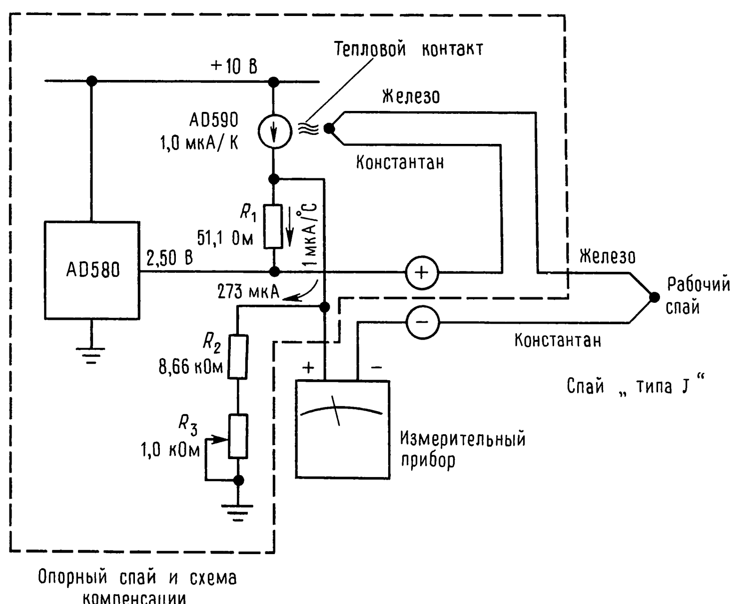


Рис. 15.2. Схема компенсации температуры опорного спая термопары.

ев добавляется 51,5 мкВ/°C (термоэлектрический коэффициент соединения типа *J* при комнатной температуре).

Следует несколько слов сказать об измерительной схеме. Проблема усиления сигналов термопар связана с низким выходным напряжением (50 мкВ/°C или около этого), большими синфазными помехами промышленной частоты и радиочастотными наводками. Усилитель должен хорошо подавлять синфазные помехи промышленной частоты (60 или 50 Гц) и иметь стабильное дифференциальное усиление. Кроме того, его входное сопротивление должно быть достаточно высоким (порядка 10 кОм или более), чтобы предотвратить ошибки от нагружения датчика, поскольку выводы термопар имеют некоторое сопротивление (например, выводы длиной ~1,5 м соединения типа К 30-го калибра имеют сопротивление 30 Ом).

Примером решения этой задачи может служить схема, приведенная на рис. 15.3. Она представляет собой просто обычный дифференциальный усилитель с Т-образной цепью обратной связи, обеспечивающей высокое усиление по напряжению (в данном случае 200) и в то же время с достаточно большим входным сопротивлением, таким, что сопротивление источника не создает заметной погрешности. Операционный усилитель представляет собой прецизионный усилитель, у которого дрейф составляет менее 1 мкВ/°C, благодаря чему эта составляющая ошибки измерения много меньше 50 мкВ, эквивалентных погрешности в 1 °C. Благодаря входным шунтирующим конденсаторам ослабляются ВЧ-радиопомехи (термопары и их длинные соединительные линии могут вести себя подобно радиоантеннам). Поскольку в любом случае сигнал от термопары очень слаб, полезно дополнительно ограничить полосу, подключая параллельно сопротивлению обратной связи конденсатор, как показано на схеме рис. 15.3. В случае возникновения больших трудностей, связанных с радиопомехами, может оказаться необходимым экранировать входные провода и добавить ВЧ-дроссели перед входными шунтирующими конденсаторами.

Заметим, что схема компенсации напряжения на опорном спае термопары на рис. 15.3 подключена к выходной цепи в отличие от обычного способа компенсации напряжения холодного спая термопары на входе, показанного на рис. 15.2. Это сделано для того, чтобы сохранить

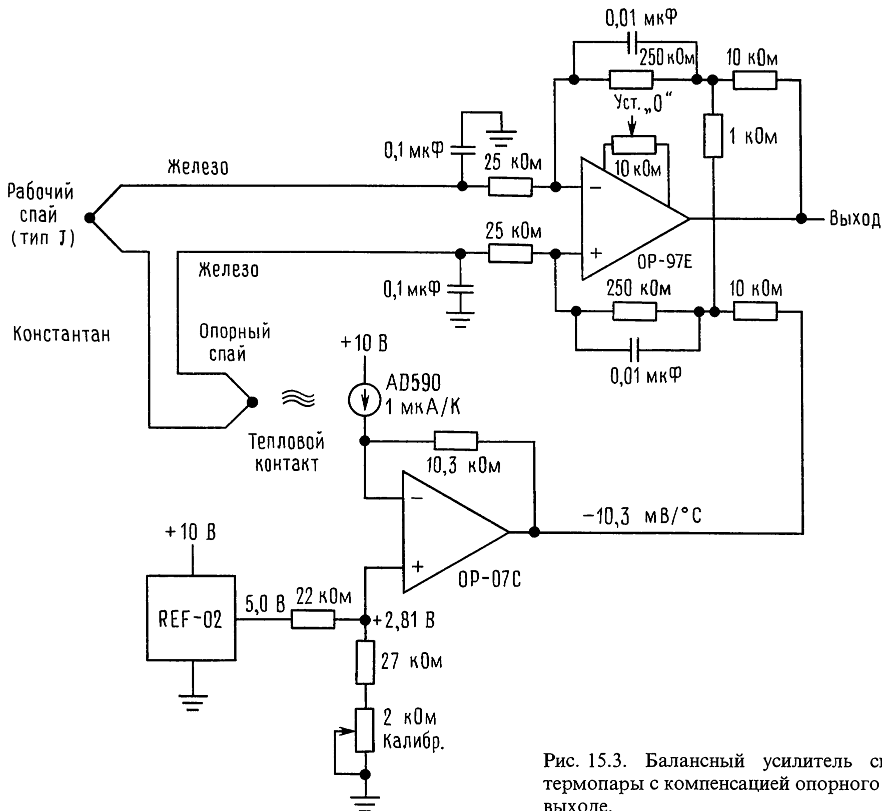


Рис. 15.3. Балансный усилитель сигналов термопары с компенсацией опорного спая на выходе.

точный дифференциальный баланс на входе и тем самым обеспечить высокое подавление синфазной помехи, присущее дифференциальному усилителю. Так как усилитель имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 200, то на выходе схемы компенсации напряжение термо-э.д.с. усиливается до 200 × 51,5 мкВ/°С или 10,3 мВ/°С. Отметим, что для OP-97E входному току смещения 0,1 нА (манс.) сопутствует на входе ошибка 25 мкВ, которая вместе с $U_{см}$ = 25 мкВ (макс.) может быть сведена к нулю. Можно также использовать операционный усилитель 7652 типа модулятор-демодулятор со стабилизацией нуля ($U_{см}$ = 5 мкВ макс., $J_{см}$ = 40 нА макс.).

Вместо простого дифференциального усилителя можно использовать измерительный усилитель, показанный на рис. 7.32; в этом случае существенно улучшатся параметры смещения по постоянному току на входе.

Пользователи термопар должны знать, что фирма Analog Devices выпускает усилители сигналов термопар с компенсацией холодного спая AD594 (тип J) и AD595 (тип K). Эти монолитные устройства обладают всем необходимым (включая опорную точку льда) для получения выходного напряжения пропорционального температуре и даже программируемую тройную точку для термопарного входа. Наилучшие из них имеют точность (без подстройки) ±1 °С при комнатной температуре и ±3 °С при −25 °С и при +75 °С. Фирма Linear Technology изготовляет компенсатор холодного спая микромощной термопары, сконструированные для использования с внешним прецизионным ОУ. В нем предусмотрена компенсация для всех типов термопар, приведенных

в табл. 15.1 (кроме типа B); благодаря коррекции кривизны второго порядка, точность сохраняется в широкой области температур. Наилучшие (LT1025A) имеют точность (без подстройки) ±0,5 °C при комнатной температуре и ±2 °C при −25 и +80 °C.

Промышленностью выпускаются комплекты аппаратуры для измерения температур с помощью термопар самых различных конфигураций. Сюда входят вычислительные схемы для преобразования термоэлектрического напряжения в данные о температуре. Например, в цифровых термометрах, изготовляемых фирмами Analog Devices и Omega Engineering, достигается точность около 0,4 °C в интервале температур от −200 до +1000 °C и около 1 °C для температур, превышающих +2300 °C.

При сравнении с другими методами измерения температуры термопары обладают такими преимуществами, как небольшие размеры и широкий интервал температур, кроме того, они особенно хороши для измерения высоких температур.

Термисторы. Термисторы представляют собой полупроводниковые устройства, у которых температурный коэффициент сопротивления отрицателен и обычно равен приблизительно −4%/°C. Они выпускаются во всевозможных видах, от шариков из свинцового стекла до бронированных зондов. Термисторы, предназначенные для точных измерений температур (их можно также использовать, например, в качестве элементов схем температурной компенсации), обычно имеют сопротивление несколько сотен омов при комнатной температуре, а характеристики их прекрасно укладываются (с точностью до 0,1–0,2 °C) на стандартные кривые. Высокий коэффициент изменения сопротивления делает их очень удобными в эксплуатации, они недороги и стабильны. Для измерения и контроля в области от −50 до +300 °C имеется достаточно богатый выбор термисторов. Относительно легко строятся простые и эффективные схемы «пропорционального регулирования температуры», в которых термисторы

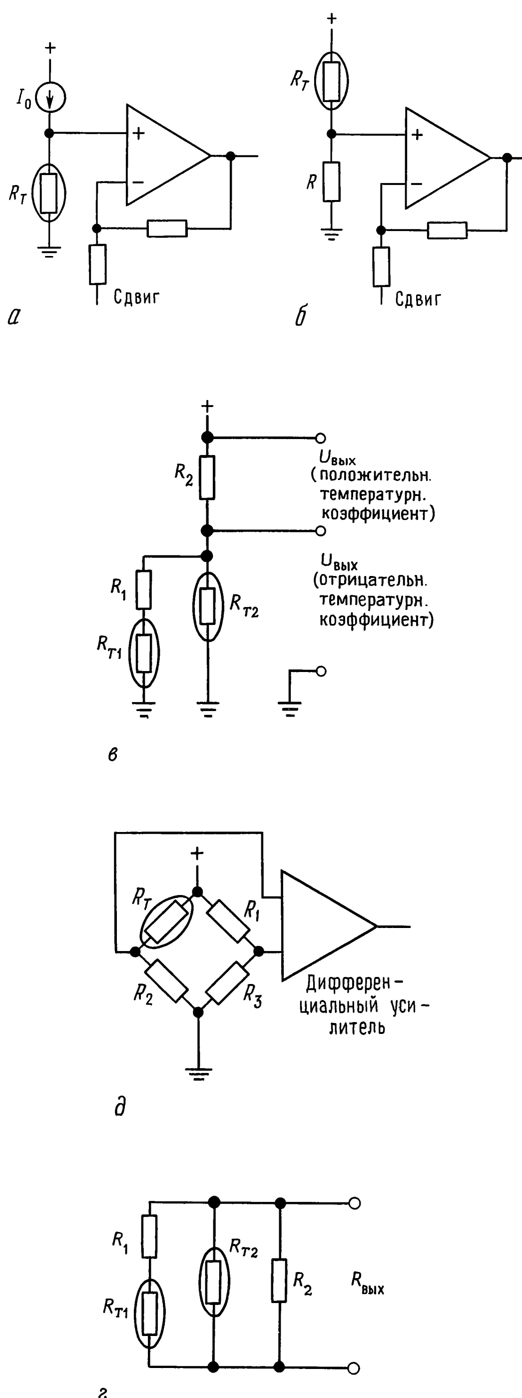


Рис. 15.4. Схемы включения термисторов.

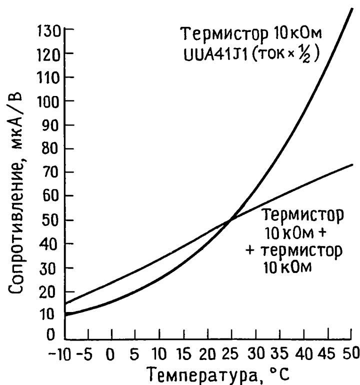


Рис. 15.5. Зависимость сопротивления от температуры для термистора и термисторно-резисторной пары.

используются в качестве чувствительных элементов; посмотрите, например, указания RCA по применению ICAN-6158 или же спецификацию Plessey на SL445A.

Из-за своего свойства сильно изменять сопротивление в зависимости от температуры термисторы не предъявляют высоких требований к последующим электрическим схемам. Некоторые из простых методов получения выходного напряжения показаны на рис. 15.4. Схема *а* особенно эффективна при измерениях низких температур, так как сопротивление термистора изменяется по экспоненциальному закону, а схема *б* имеет несколько более линейный характер изменения выходного напряжения в зависимости от температуры. Например, на рис. 15.5 приведены зависимости сопротивления от температуры одного термистора 10 кОм (Fenwal UUA41J1, унифицированная кривая) и того же термистора с включенным последовательно сопротивлением 10 кОм. Последовательная пара имеет линейную характеристику в пределах 3% в области от −10 до +50 °С и 1% от 0 до +45 °С. Такую линейность имеет зависимость выходного напряжения от температуры в схеме с сопротивлением *R*, изображенной на рис. 15.4, *б*.

На схемах *в* и *г* рис. 15.4 приведены варианты с улучшенной линейностью, в которых использованы составные согласованные термисторы (и соответствующие резисторные пары), изготовляемые Yellow Springs Instrument Company. Эти 2-термисторные конфигурации обеспечивают линейность 0,2% в области температур от 0 до 100 °С. YSI также выпускает 3-термисторные модули (с тремя резисторами), имеющие еще лучшие показатели линейности. Схема *д* представляет собой классический мост Уитстона, уравновешенный при $R_T/R_2 = R_1/R_3$; поскольку здесь измеряются отношения, нельзя не учитывать отклонений, связанных с изменениями напряжения питания. Мостовая схема в сочетании с усилителем, обладающим высоким коэффициентом усиления, особенно широко используется для определения небольших изменений вблизи некоторой опорной температуры; при малых отклонениях выходное (дифференциальное) напряжение линейно зависит от величины разбаланса. Во всех термисторных схемах надо учитывать явления саморазогрева. Обычные небольшие термисторные зонды имеют коэффициент рассеяния, равный 1 мВт/°С, т. е. нагрев, соответствующий I^2R, должен не превышать 1 мВт, если вы хотите иметь точность считывания температуры не хуже чем 1 град.

В свободную продажу поступает комплект приборов для измерения температур, использующих термисторы с подходящими характеристиками. Эти устройства включают в себя встроенные вычислительные схемы для преобразования считываемого сопротивления непосредственно в данные о температуре. Например, модель цифрового термометра 5800 фирмы Omega перекрывает область от −30 до +100 °С, причем считывание температуры возможно как по стоградусной шкале Цельсия, так и по шкале Фаренгейта на 4-цифровом СИД-индикаторе. Точность термометра во всей области 0,5 °С с разрешением 0,1 °С.

Термисторный метод измерения по сравнению с другими проще и точнее, но термисторы чувствительны к саморазогреву, хрупки и пригодны для узкой области температур.

Платиновые термометры сопротивления. Эти устройства представляют собой катушку из очень чистой платиновой прово-

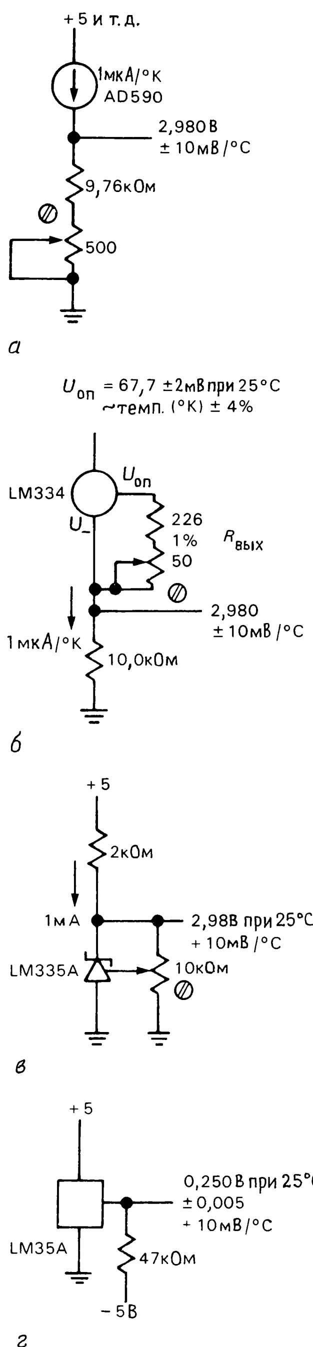


Рис. 15.6. ИС-датчики температуры. Напряжения соответствуют 25°С. Способы А и Б приводят, кроме того, к ошибке 1% для температурного коэффициента резистора $33 \cdot 10^{-6}$ 1/°С.

локи с положительным температурным коэффициентом сопротивления, равным приблизительно 0,4%/°С. Платиновые термометры чрезвычайно стабильны во времени и имеют кривую, очень точно (0,02–0,2 °С) совпадающую со стандартной. С ними можно работать в весьма широкой области температур от −200 до +1000 °С, но стоимость их высока.

ИС-датчики температуры. Как мы уже отмечали в разд. 6.15, смещение шкалы от источника опорного напряжения можно получить от датчика температуры, дающего напряжение, пропорциональное абсолютной шкале, т. е. напряжение, пропорциональное температуре по шкале Цельсия. REF-02, например, обеспечивает температурный выход с линейным коэффициентом +2,1 мВ/°С. Если этот выход подключить к усилителю с регулируемым усилением и смещением для калибровки, то можно получить точность почти 0,5 °С для интервала от −55 до +125 °С. LM335 – удобный 2-клеммный температурный датчик, который в принципе подобен зенеровскому диоду с выходным напряжением +10 мВ/К; например, при 25 °С (298,2 К) он работает как стабилитрон на 2,982 В (рис. 15.6). Выпускаются эти датчики с начальной точностью ±1 °С и имеют внешнюю подстройку. Простой калибровкой можно обычно улучшить его точность до ±0,5 °С максимально в области −55 °С – +125 °С. После подстройки точность выхода должна быть 0,1 °С при тестовой температуре и с бюджетом точности на краях ±0,5 °С (рис. 15.7).

LM35 также обеспечивает наклон зависимости выходного напряжения от темпе-

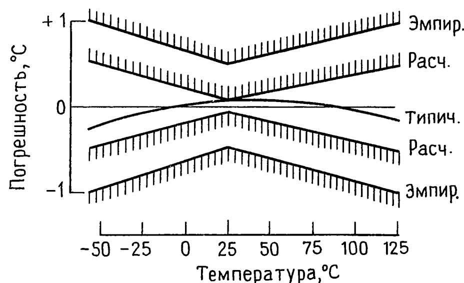


Рис. 15.7. Погрешности температуры для LM335.

ратуры +10 мВ/°С, но он ведет себя скорее как 3-полюсный опорный источник (а не как 2-клеммный зенеровский диод), в котором питание (+4 ÷ +30 В) подается на третий зажим; внутреннее смещение у него такое, что выходное напряжение равно 0 В при 0 °С. При работе вблизи или ниже 0 °С следует использовать понижающий резистор, как показано на рис. 15.6, *г*. Наилучшие приборы (LM35A) имеют максимальную погрешность 0,5 °С, но они не подстраиваемые. Родственное им устройство LM34A работает также, но считывание осуществляется по шкале Фаренгейта (0 В при 0 °Ф).

Существуют и другие ИС-датчики температуры, например AD590 – 2-клеммное устройство, работающее как генератор постоянного тока, у которого ток в микроамперах пропорционален абсолютной температуре; например, при 25 °С (298,2 К) он ведет себя как стабилизатор тока на 298,2 мкА (±0,5 мкА). Точность, достигаемая этим простым прибором, равна 1 °С (при наилучшей градуировке) в интервале от −55 до +150 °С. Что особенно привлекает в них, так это простота внешних электрических соединений. Пластиковый вариант AD592 имеет сравнимые характеристики в меньшей температурной области (−25 °С до 105 °С). ИС источника тока LM334 (см. разд. 6.18) также имеет на выходе сигнал, пропорциональный абсолютной температуре, устанавливаемый с помощью одного резистора в соответствии с формулой $J_{вых}$ (мкА) = [227 T (°К)]/$R_{уст}$ (см. рис. 15.6); эта формула включает в себя ≈5%-ную коррекцию на U_{-} ток.

Кварцевые термометры. Изменение резонансной частоты кристалла кварца может быть использовано для создания точного, с хорошей воспроизводимостью, термометра. Хотя реальные генераторы на кристалле кварца обычно имеют самый низкий температурный коэффициент, можно подобрать сечение кристалла, обеспечивающее большой коэффициент, и воспользоваться высокой точностью частотных измерений. Хорошим образцом такого датчика является прибор фирмы Newlett – Packard 2804A – термометр со встроенным микропроцессором, имеющий абсолютную точность 40 мград в интервале от −50 до +150 °С (при расширении интервала точность уменьшается) и температурное *разрешение* 100 мкград. Чтобы получить такие характеристики, в приборе предусмотрена индивидуальная калибровка каждого датчика, данные с которого используются для вычисления температуры.

Пирометры и термографы. Интересен метод «бесконтактного» измерения температуры с помощью классического пирометра. Метод заключается в том, что наблюдатель, рассматривая через зрительную трубу вроде телескопа раскаленную поверхность предмета, сравнивает цвет его свечения с цветом нити накала внутри пирометра. При этом наблюдатель подстраивает ток нити накала так, чтобы ее яркость сравнялась с яркостью объекта наблюдения (причем оба рассматриваются через красный светофильтр), и считывает температуру. Этот метод удобен для измерения температуры очень горячих объектов в окислительной или в восстановительной газовой среде, где невозможно использование термопар. Обычные оптические пирометры имеют интервал измеряемых температур от 750 до 3000 °С, точность около 4 °С для нижней части интервала температур и около 20 °С – для верхнего края интервала.

Появление хороших детекторов инфракрасного излучения позволило использовать этот метод измерений и для более низких температур вплоть до обычных. Например, фирма Omega выпускает ряд инфракрасных пирометров с цифровым считыванием в области температур от −30 до +5400 °С. Измеряя интенсивность инфракрасного излучения, иногда с определенными длинами волн, вы можете определять с хорошей точностью температуру удаленных предметов. Такая «термография» с недавнего времени стала популярной в совершенно различных областях: в медицине для диагностики опухолей или в энергетике, например термография вашего дома покажет вам, где транжирится энергия.

Низкотемпературные измерения. Особое

место занимает проблема точного измерения температуры криогенных (очень холодных) систем. Задача сводится к выяснению вопроса, насколько температура близка к абсолютному нулю (0 К = = −273,15 °С). Здесь имеются два пути: измерение сопротивления обычного углеродсодержащего резистора, которое при низких температурах резко возрастает, и измерение парамагнитных свойств некоторых солей. Эти вопросы касаются специальной области измерительной техники и здесь рассматриваться не будут.

Измерения позволяют управлять. Если имеется способ регулировать некоторую количественную величину, то при наличии хорошей измерительной аппаратуры можно точно управлять этой величиной. В частности, термисторы обеспечивают прекрасное управление температурой ванны или печи.

15.02. Уровень излучения

Измерение, синхронизация и наблюдение слабых световых потоков достигли высокого уровня благодаря существованию методов усиления, которые неприменимы в обычной схемотехнике. Фотоумножители, усилители с канальными пластинами, ПЗС (приборы с зарядовой связью) и УУКМ (усилитель + усилитель с кремниевой мишенью) включены в каталог высококачественных оптических детекторов. Мы сначала расскажем о самых простых детекторах (фотодиодах и фототранзисторах), а затем перейдем к экзотическим и удивительным устройствам.

Фотодиоды и фототранзисторы. Диодный переход работает как фотодетектор. Свет создает электронно-дырочные пары и тем самым вызывает ток во внешней цепи. Диоды, используемые в качестве фотодетекторов (фотодиоды и *p–i–n*-диоды), имеют прозрачный корпус и обладают хорошим быстродействием, высоким КПД, низким уровнем шума и малыми токами утечки. Простейший режим работы фотодиода – это когда он соединен параллельно с сопротивлением нагрузки или со входом преобразователя ток/напряжение, как показано на рис. 15.8. Более быстрое срабатывание (при том же фототоке) у обратно-смещенного перехода (рис. 15.9). Быстродействующие *p–i–n*-диоды имеют времена срабатывания несколько наносекунд или меньше (ширина полосы 1 ГГц), если нагружены на низкое сопротивление. Следует отметить, что у хороших *p–i–n*-диодов ток утечки так мал (меньше наноампер), что тепловые шумы сопротивления нагрузки становятся доминирующими уже при сопротивлениях, меньших или равных 100 МОм, поэтому отношение быстродействие/шум здесь выбирается на основе компромисса. Кроме того, при работе с низкими уровнями светового потока нужно учитывать и ошибки, вызываемые смещением напряжения на входе усилителя или напряжения сдвига в сочетании с «темновым» сопротивлением фотодиода.

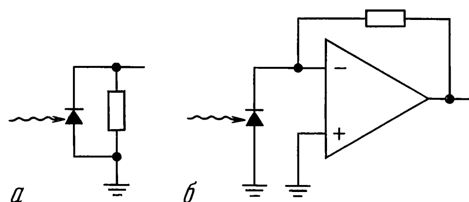


Рис. 15.8.

Фотодиоды – прекрасные детекторы излучения в условиях, когда света много, но если уровень излучения низок, то сигнал с его выхода может быть слишком мал. Обычно их чувствительность порядка 1 мкА на 1 мВт падающего излучения. Поток в 1000 фотонов в 1 с, видимый невооруженным глазом, если его сфокусировать на *p–i–n*-диоде, вызовет фото-

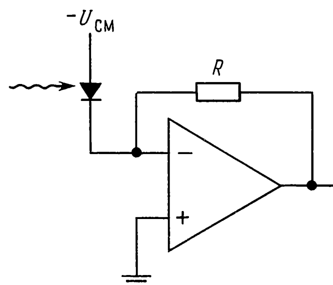


Рис. 15.9.

ток всего в $4 \cdot 10^{-16}$ А, что совершенно невозможно выделить на фоне шума и тока утечки. Здесь лучше применять не фотодиоды, чувствительные к фотонам (см. след. раздел о фотоумножителях), а так называемые фоторезисторы, которые имеют значительно больший выходной ток, чем фотодиоды, при сравнимых уровнях облучения, но хуже по быстродействию. Фототранзисторы работают как обычные транзисторы, но ток базы–это фототок, получаемый в переходе база–коллектор.

Недорогие фототранзисторы типа MRD701 имеют выходной ток порядка миллиампера при освещенности 1 мВт/см^2, времена нарастания и спада десятки микросекунд, а фототранзисторы Дарлингтона типа MRD711 имеют фототок примерно в 50 раз выше, но времена нарастания у них составляют 100 мкс или более. Заметим, однако, что добавочное усиление тока в фототранзисторах или в составных фототранзисторах не улучшает их способность детектировать очень малые уровни света (чувствительность), поскольку нижний предельный уровень определяется «темновым током» детекторного диода.

Мы имеем прекрасные результаты с фотодиодами фирмы UDT, Siemens и Hamamatsu. В каталоге последней представлено впечатляющее разнообразие детекторов, включая кремниевые $p-n$-переходы, $p-i-n$-диоды на кремнии, фотодиоды на GaAs (как диффузионные, так и Шоттки) и на GaP, лавинные детекторы. В каталоге перечислены простые детекторы различных размеров и вида, а также линейные фотодиодные матрицы. ADT выпускает серии детекторов с разъемами типа MBC.

Фотоумножители. Для детектирования и измерения малых световых потоков (и иногда с наносекундным разрешением) лучше всего пригодны фотоумножители. В них фотоны (мельчайшие частицы света) вырывают с «фотокатода», изготовленного из светочувствительного щелочного металла, электроны. В фотоумножителе этот слабый фототок усиливается благодаря ускоренному движению электронов к последующим поверхностям (динодам), из которых легко вырываются дополнительные электроны. Рис. 15.10 иллюстрирует этот процесс. При таком «электронном умножении» шум первоначального сигнала фототока практически не усиливается. Делитель напряжения обычно рассчитывают так, чтобы между соседними динодами падало по 100 В, при этом усиление на каждом каскаде было равно 10 или общее 10^6. В конце концов ток собирается на аноде, потенциал которого близок к земле (см. рис. 15.11), и он

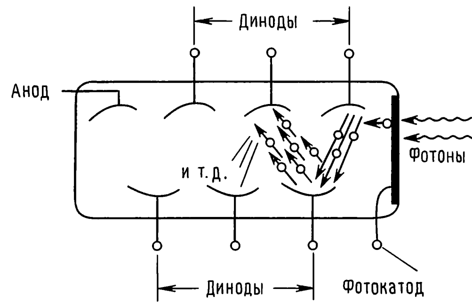


Рис. 15.10. Процесс умножения в ФЭУ.

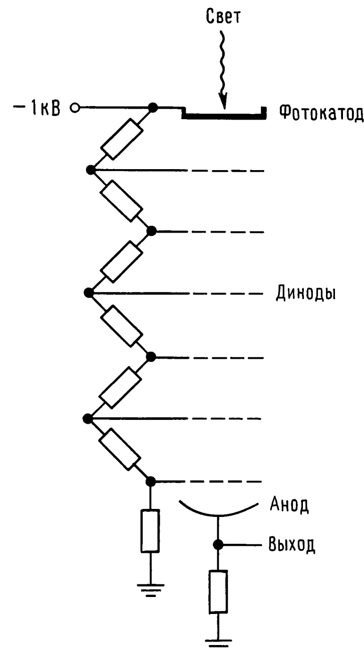


Рис. 15.11. Схема смещения динодов в фотоумножителях.

бывает настолько велик, что шумы последующего усилителя уже не играют роли.

Наиболее эффективные фотокатодные материалы имеют квантовый выход, превышающий 25%, и благодаря большому усилению, обеспечиваемому динодами, легко фиксируются отдельные фотоэлектрические акты. Если световой поток очень мал, то сигналы после ФЭУ (фотоэлектронного умножителя) подаются на импульсный усилитель, интегрирующий заряд, дискриминатор (см. подробнее рис. 13.60) и счетчик. При больших световых потоках количество фотоэлектронов становится столь большим, что анодный ток фиксируется как макроскопическая величина. ФЭУ имеют чувствительность порядка 1 А на 1 мкВт, а максимальный анодный ток ФЭУ не должен превышать 1 мА. Таким образом, число фотонов практически ограничивается величиной около 1 млн/с, что при грубой оценке соответствует падающей мощности $2 \cdot 10^{-12}$ Вт!

Обычно выпускаемые электронные приборы работают в режиме как счета импульсов, так и измерения тока на выходе. Например, «квантовый фотометр» фирмы PAP с встроенным источником высокого напряжения работает в обоих режимах. Он имеет 11 диапазонов для счета импульсов (полная шкала от 10 имп./с до 10^6 имп./с) и 11 диапазонов считывания анодного тока (полная шкала 10 нА – 1 мА).

Даже в условиях полной темноты на аноде будет небольшой ток. Он вызывается тепловыми электронами, исходящими из фотокатода и динодов, и его можно уменьшить, если охлаждать ФЭУ до температуры $-25\,°C$ и ниже. Обычно темновые токи для светочувствительного катода ФЭУ из щелочноземельных металлов имеют величину примерно 30 ед./(с·см^2 площади катода) при комнатной температуре. Охлажденный ФЭУ с небольшим катодом имеет темновой ток меньше единицы в секунду. Следует помнить, что ФЭУ с включенным напряжением питания не должен подвергаться воздействию обычного света; для ФЭУ, в окно которого попал дневной свет даже при отключенном питании, требуется 24 ч или более, чтобы он «остыл» и его темновой ток вернулся к нормальному уровню. В некоторых применениях (например, флуоресцентные измерения) ФЭУ могут известное время подвергаться воздействию ярких вспышек света. В этом случае вы можете минимизировать время восстановления при перегрузке, блокируя ускоряющее напряжение на первых нескольких динодах во время вспышки (некоторые изготовители предоставляют эту возможность соответствующим сочетанием ФЭУ/гнездо).

По сравнению с фотодиодами ФЭУ обладают более высоким квантовым выходом, сохраняя быстродействие (время нарастания обычно равно 2 нс). Однако они громоздки и требуют стабилизированного источника высокого напряжения, поскольку усиление ФЭУ возрастает экспоненциально в зависимости от приложенного напряжения.

Особое значение приобретают ФЭУ при работе с чрезвычайно малыми световыми потоками. Они используются при токах анода порядка микроампера или менее, следовательно, ФЭУ легко «видят» свет, который вы не можете видеть. Фотоэлектронные умножители применяют не только для непосредственного детектирования света, как в астрономии (фотометрия) и биологии (биолюминесценция, флуоресценция), но и в схемах совпадений со сцинтилляторами типа детекторов частиц и детекторов рентгеновского и гамма-излучения, которые будут рассматриваться в разд. 15.07. ФЭУ широко используются в спектрофотометрии, где они в сочетании с призмами, дифракционными решетками или интерферометрами позволяют проводить точные измерения оптических спектров. ФЭУ изготовляются фирмами RCA (Burle), Hamamatsu, EMI и EG&G.

ПЗС, усилители изображения, УКМ, УУКМ и диссекторы изображения. С помощью некоторых новейших искусных методов можно получить *изображение* на уровне отдельных световых квантов, т.е. можно сформировать изображение с такой же чувствительностью к малым световым потокам, что и в фотоумножителях (не дающих изображение). Эти по-

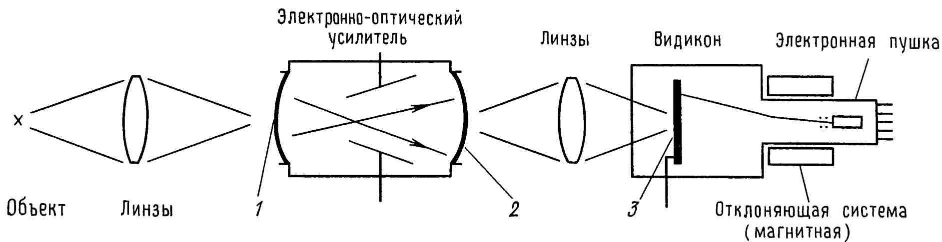


Рис. 15.12. Видикон с одним каскадом усиления изображения. *1*–изображения попадают на чувствительный фотокатод, эжекция электронов; *2*–усиленное изображение, формируемое на люминофоре выходного окна ускоренными электронами; *3*–усиление изображение попадает на чувствительную поверхность видикона, считывание осуществляется сканированием электронного пучка.

следние изобретения удивительны. Вы можете сидеть в совершенно темной комнате и смотреть в телевизионный монитор, в котором изображаются, хотя и со множеством «бликов», все предметы в комнате.

Ключевым узлом во всех этих устройствах является электронно-оптический усилитель изображения, на выходе которого формируется яркая реплика входного изображения. Считывание осуществляется либо с помощью обычного видикона (ТВ-камеры) с кремниевой мишенью, либо с помощью матрицы ПЗС. В видиконе изображение, спроецированное на светочувствительную двумерную мишень, считывается сканированием электронного пучка, а в ПЗС–путем сдвига «изображения» по типу аналогового регистра сдвига. Чувствительность телевизионной камеры много ниже уровня отдельных фотонов–это двумерный аналог фотодиода. Поместив перед камерой трубку электронно-оптического усилителя изображения, вы совершите чудо. Схематично этот процесс изображен на рис. 15.12.

Электронно-оптические усилители поступают в двух вариантах. В усилителях с первичной генерацией чувствительная поверхность фотокатода такая же, как и в фотоумножителях. Здесь предусмотрена фокусировка электронов и имеется люминофорный экран, расположенный позади так, что фотоэлектроны от катода ускоряются под действием приложенного высокого напряжения и бомбардируют люминофор с энергией, достаточной, чтобы вызвать яркие вспышки света. С помощью такого усилителя вы можете получить на одном каскаде усиление около 50 с разрешением приблизительно 50 линий на 1 мм. Обычно ставятся два, три или четыре каскада, чтобы получить общее усиление света 10^6 или более. Входное и выходное окна делаются из стекла с внутренним соответственно фоточувствительным или фосфорным покрытием, или же они могут изготовляться из плотной связки оптических волокон. Оптические волокна обладают тем преимуществом, что позволяют сопрягать совершенно плоские входные и выходные поверхности с искривленной поверхностью трубки. Благодаря волоконной оптике упрощаются внешние оптические узлы, так как можно соединять эти устройства покаскадно, прямо стыкуя их вместе без всяких линз.

Электронно-оптические усилители с вторичной генерацией, в которых используются «микроканальные пластинки», позволяют достичь более высоких значений для коэффициента усиления света на одном каскаде, и их лучше всего использовать при низких уровнях световых потоков, когда число «ионных актов» мало. Положительные ионы вырываются из люминофора и движутся к катоду, где производят сильный всплеск. В этих усилителях в пространство между катодом и люминофором помещается микроканальная пластина, представляющая собой связку микроскопических полых трубок, внутренняя поверхность которых покрыта умножающим слоем по типу динодов. Фотоэлектроны от катода ударяются снизу об эти каналы, вырывая вторичные электроны, благодаря чему получается усиление света порядка 10 000 (рис. 15.13).

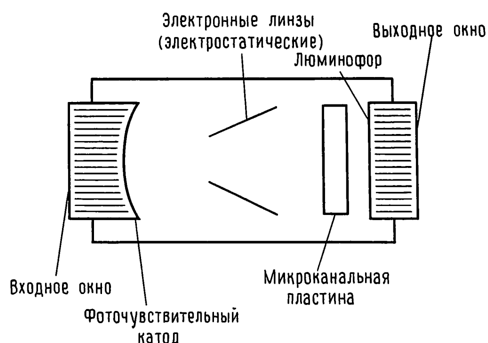


Рис. 15.13. Электронно-оптический усилитель с микроканальной пластиной и с электростатической фокусировкой.

Можно получить разрешение около 20 лин./мм, а используя специфические конфигурации («J-канал», «С-канал», «шеврон»), почти полностью решить проблему дефицита ионных актов. В результате получается усилитель изображения с таким же квантовым выходом, как и фотоумножитель (20–30%). Использование почти бесшумного умножения электронов позволяет довести уровень усиленного света до уровня чувствительности видикона или ПЗС.

Такие усилители, совмещенные в одной трубке с видиконом, имеющим кремниевую мишень, называют УКМ (усилители с кремниевой мишенью). УУКМ (усилитель + усилитель с кремниевой мишенью) – это УКМ, перед которым с внешней стороны встроен дополнительный усилитель (рис. 15.14). Эти приборы позволяют видеть в темноте и широко применяются как в астрономии, так и для военных действий в ночное время.

Интересную модель фотоэлектронного усилителя изображения представляет собой так называемый диссектор изображения – хитромное устройство, которое фактически является предшественником описанных приборов. В нем после площадки чувствительного фотокатода располагается цепочка обычных для фотоумножителей динодов. Между фотокатодом и динодами имеется небольшая диафрагма и несколько отклоняющих электродов так, что любое пятно на фотокатоде может стать активной областью генерации электронов, умножаемых системой динодов. Можете считать, что диссектор изображения – это тот же фотоумножитель, но у которого рабочая область на фотокатоде электронным путем может перемещаться. Квантовый выход и усиление те же, что и у обычных ФЭУ, но от усилительных видиконов, ПЗС и УКМ (у всех у них изображение интегрируется) диссекторы отличаются тем, что между

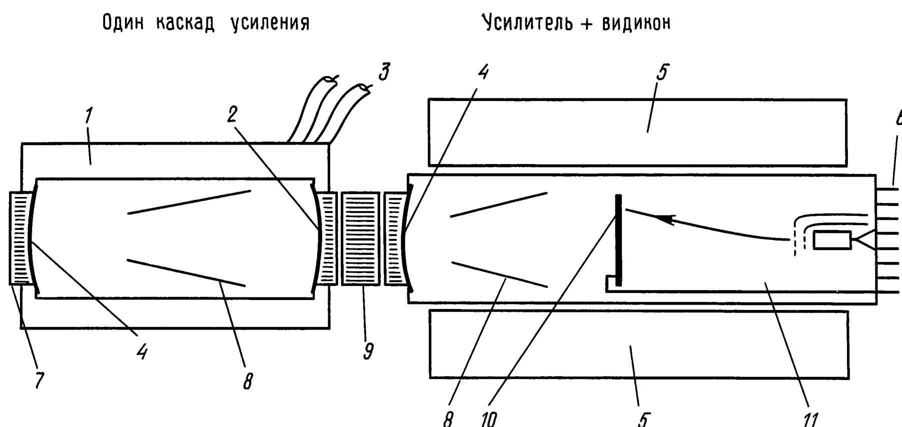


Рис. 15.14. Усилитель + усилитель с кремниевой мишенью (УУКМ). *1* – изолирующий «герметизирующий» материал; *2* – люминофор; *3* – высоковольтные выводы; *4* – фотокатод; *5* – магнитная отклоняющая система; *6* – цоколь трубки видикона; *7* – входное окно диаметром 18 мм (связка оптических волокон); *8* – электростатическая фокусировка; *9* – стекловолоконный диск; *10* – кремниевая мишень (видикон); *11* – электронный пучок для сканирующего считывания.

считываниями изображение в пределах входного поля зрения не накапливается.

Конечно, детекторные матрицы ПЗС могут использоваться и без усилителя. Компании EGG Reticon, Kodak, TI, Tektronlx, Thomson и Toshiba выпускают их в виде одномерной («линейной») матрицы, содержащей до 4096 ячеек, или же в виде двумерной (плоской) матрицы, содержащей 256К (512 × 512) и более ячеек (так называемых «пикселов», или «элементов растра»). Toshiba, например, выпускает плоские детекторы с размещением до $2 \cdot 10^6$ пикселов на один кристалл. Линейные матрицы более удобны как детекторы в спектроскопии; плоские же – для двумерных изображений, в телевизорах.

Все ПЗС являются свето-интегрирующими устройствами, т. е. у них, пока матрица не считывается, заряд в каждом пикселе накапливается. Во время считывания ПЗС ведет себя как аналоговый регистр сдвига с изображением растрового типа, возникающим в виде последовательных аналоговых импульсов на одной шине.

15.03. Деформация и смещение

Измерение таких физических переменных, как положение и сила, само по себе достаточно сложно, и любой измерительный прибор должен включать в себя такие устройства, как тензодатчик, ДПЛП и т. п. Основным здесь является измерение перемещения.

Существует несколько прекрасных методов измерения положения, смещения (изменение положения) и деформации (относительное удлинение).

ДПЛП. Весьма распространены ДПЛП (дифференциальные преобразователи линейных перемещений), название которых само объясняет их суть. Они строятся в виде трансформаторов с подвижным сердечником, в которых возбуждается переменным током одна обмотка и измеряется индуцированное напряжение во второй обмотке. Вторичные цепи имеют в середине отвод (или делаются как две отдельные обмотки) и располагаются симметрично по отношению к первичной, как

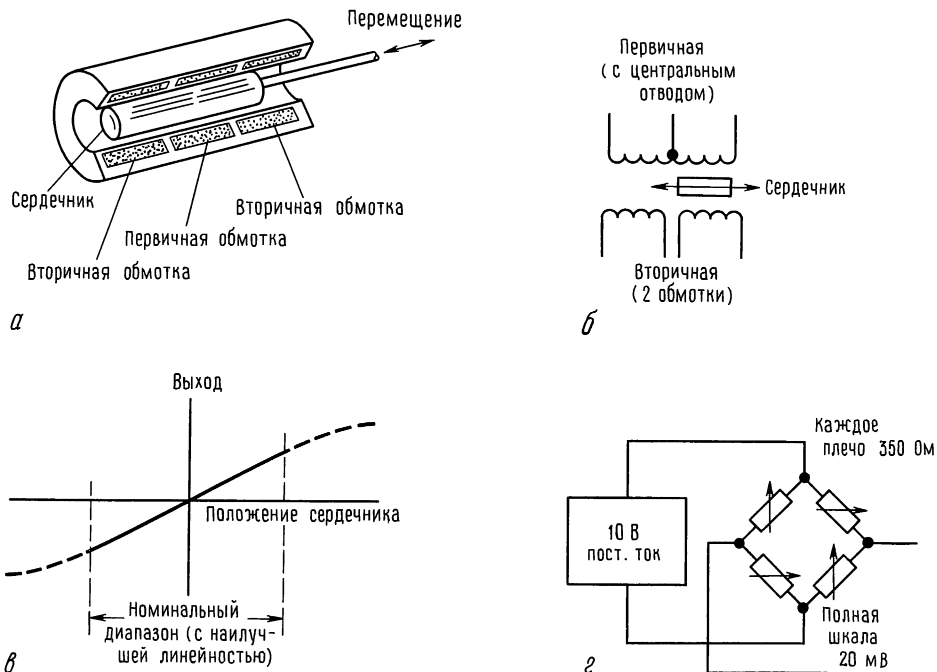


Рис. 15.15. Датчики перемещений. *а* – дифференциальный преобразователь линейных перемещений (ДПЛП), вид в разрезе; *б* – схема ДПЛП; *в* – выходное напряжение ДПЛП в зависимости от перемещения; *г* – схема тензодатчика.

показано на рис. 15.15. ДПЛП выпускаются различных размеров и охватывают диапазон перемещений от 0,125 до 625 мм, с частотами возбуждения от 50 Гц до 30 кГц и точностью от 1 до 0,1% или еще лучше. Лидирующей в этой области является фирма Schaevitz, в каталоге которой представлен широкий выбор линейных и угловых («ДПВП»[1]) преобразователей, приборов, преобразующих измерения датчиков ДПЛП в давление, силу, ускорение и т. п., а также устройств считывания данных ДПЛП. Если вы работаете в этой области и пользуетесь ДПЛП, у вас может возникнуть желание создать собственную аппаратуру, возможно использующую ИМС, предназначенные для специальных целей. Например, прибор Signetics NE5520/1 «LVDT[2] Signal Conditioner» выдает сигналы синусоидального возбуждения и включает в себя синхронный демодулятор, обеспечивающий выходное напряжение пропорциональное перемещению, измеренному ДПЛП. Устройства 2S54/6 Analog Devices являются синхронными демодуляторами с высокой линейностью (0,01%), имеющими встроенные А/Ц-преобразователи, обеспечивающие прямые цифровые выходы (14 и 16 бит соответственно).

Тензодатчики. Тензодатчики измеряют удлинение и (или) изгиб сборки из четырех металлических тонкопленочных резисторов, подвергаемой деформации. Они выпускаются в виде законченных комплектов размерами от 0,4 мм до нескольких сантиметров с сопротивлением, обычно равным приблизительно 350 Ом/плечо. Электрическая схема тензодатчиков подобна мосту Уитстона: на два противоположно расположенных зажима подается постоянное напряжение, а с двух других снимается разность потенциалов, как уже рассматривалось в разд. 7.09. Выходные напряжения очень малы, обычно около 2 мВ на 1 В возбуждения при полной шкале деформации, точность от 1 до 0,1% всей шкалы (см. рис. 15.15, *г*).

[1] Дифференциальный преобразователь вращательных перемещений.– *Прим. перев.*

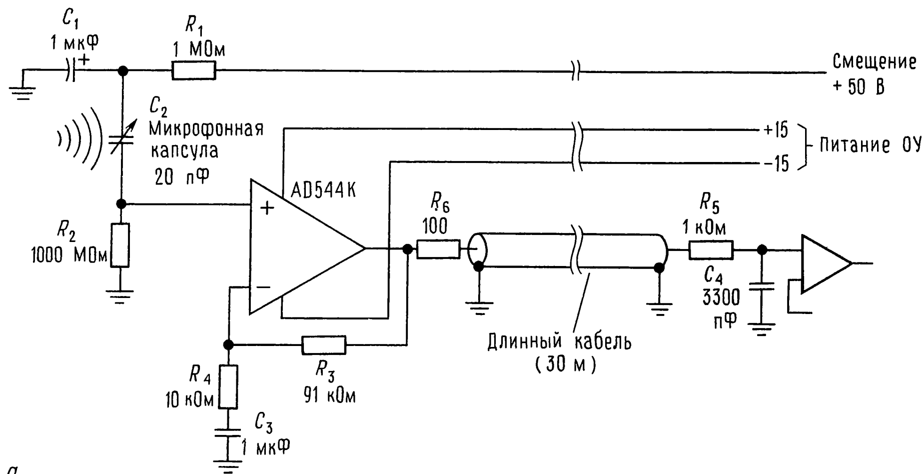
[2] LVD (linear variable differential transformer) – англ. аббревиатура русского ДПЛП – *Прим. перев.*

Очень нелегко измерять относительно малые удлинения, и определение величины деформации в этом случае, к сожалению, ненадежно. Небольшие различия в температурных коэффициентах элементов моста влияют на их чувствительность к температуре, что ограничивает точность деформации. Это проблематично даже в условиях контролируемой температуры окружающей среды из-за явления саморазогрева. Например, при возбуждении постоянным током напряжение 10 В 350-омного моста в чувствительном элементе рассеивается 300 мВт, а его температура возрастает на 10 °С (или больше), что вызывает ошибку в реальном сигнале от 0,1 до 0,5% для всей шкалы.

В последнее время получили распространение полупроводниковые тензодатчики. На выходе они дают сигнал, в 10 раз превышающий сигнал металлопленочных приборов, а их сопротивление составляет несколько сотен омов. И что особенно важно, для их возбуждения можно использовать источник тока, а не источник напряжения, а это дает возможность минимизировать чувствительность к температуре.

Емкостные преобразователи. Очень чувствительный метод измерения перемещений может быть реализован, если использовать преобразователь, состоящий просто из двух близко расположенных друг к другу пластин или из пластины, заключенной между парой внешних пластин. Включив такой конденсатор в резонансную схему или используя мост, возбуждаемый переменным током высокой частоты, можете улавливать и измерять очень малые изменения положения. Емкостные микрофоны используют этот принцип для преобразования акустического давления или скорости его изменения в электрический сигнал звуковой частоты.

Интересные схемные решения применяются в усилителях для конденсаторных микрофонов, и они имеют большое практическое значение, поскольку многие из лучших микрофонов для записи являются просто емкостными датчиками положения, состоящими из тонкой металлизиро-



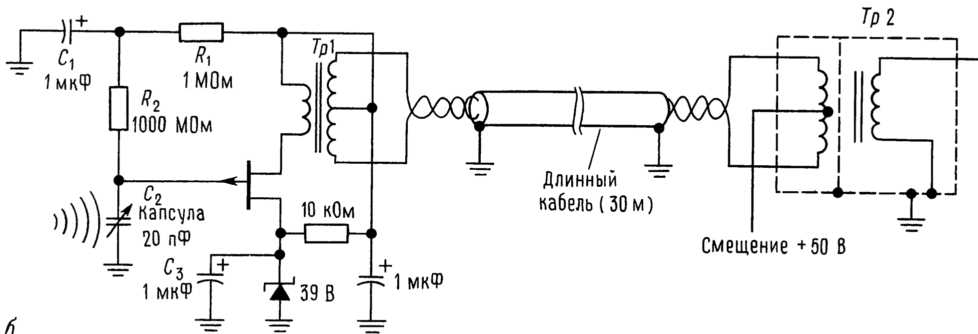


Рис. 15.16. Усилители для емкостных микрофонов.

ванной пластиковой фольги, расположенной почти вплотную к жестко закрепленной пластине. Конденсатор заряжается через большое сопротивление напряжением от 50 до 100 В, и фиксируются изменения напряжения при движении диафрагмы в звуковом поле.

Конденсаторные микрофоны имеют чрезвычайно высокие импедансы источника (типичная капсула имеет емкость около 20 пФ или реактивное сопротивление около 400 МОм при 20 Гц), поэтому шансы, что сигнал сумеет пройти даже через кабель малой длины, практически отсутствуют, если не поместить непосредственно при капсуле предусилитель. На рис. 15.16 представлены два способа усиления напряжения с капсулы, амплитуда которого может принимать значения от 1 мВ до 100 мВ (эфф.) для обычно используемых материалов. В первой схеме малошумящий операционный усилитель на полевых транзисторах обеспечивает усиление 20 дБ и низкое выходное сопротивление, необходимое, чтобы возбудить однопроводную экранированную линию. Поскольку усилитель должен располагаться вплотную к капсуле микрофона (в пределах нескольких сантиметров), следует рабочие напряжения (смещение для капсулы, а также питание ОУ) подавать через микрофонный кабель, а в данном случае по дополнительным проводам. Особенностью этой схемы является плавающая микрофонная капсула, позволяющая упростить задание смещения ОУ. R_1 и C_1 – фильтр напряжения смещения микрофона, а R_2 должен иметь высокое сопротив-

ление по сравнению с капсулой на всех звуковых частотах, R_5 и C_4 образуют фильтр ВЧ, так как линия несбалансирована и в нее, следовательно, могут проникать радиочастотные наводки и помехи.

Эта схема не лишена некоторых недостатков. Она требует 4-жильного кабеля, тогда как промышленностью выпускается стандартный экранированный двухжильный кабель. К этому же плавающая капсула создает чисто технические трудности. Эти недостатки ликвидируются во второй схеме, где смещение на капсулу подается по линии, служащей и для передачи звуковой частоты, причем линия представляет собой согласованную 200-омную пару. Один электрод капсулы заземлен, а p-канальный $p-n$-полевой транзистор (ПТ) используется в режиме истокового повторителя, работающего на небольшой трансформатор звуковой частоты. Однополюсный выход восстанавливается на удаленном конце, где смещение подается на центральное ответвление трансформатора. Кое-кто может возразить, что увеличение числа трансформаторов – плохая идея, но на практике они прекрасно работают.

Углы. Угол поворота объекта с достаточно хорошей точностью можно преобразовать в электрические сигналы. Например, имеются модификации ДПЛП для измерения углов поворота, весьма популярны вращающиеся синусо-косинусные преобразователи. В обоих случаях используется возбуждение переменным током, и угловое положение легко измеряется вплоть до дуговой минуты. Приложив некоторые усилия, можно измерять углы и на уровне дуговой секунды. В других приборах используется, например, световой пучок, падающий на стеклянный диск с серыми радиальными штрихами.

Интерферометрия. Измерения положения с высокой точностью можно проводить, используя отражение лазерного луча от зеркал, скрепленных с предметом, и считывая число интерференционных полос. Предельная точность таких методов определяется длиной волны излучения, так что приходится приложить большие усилия, чтобы добиться точности, большей чем полмикрона (1 микрон, или микрометр, равен 1/1000 мм). Например, промышленный измеритель 5527А на лазере, выпускаемый фирмой Hewlett – Packard, имеет разрешение, приближающееся к 10^{-6} см. Лазерные интерферометры сейчас используют для непрерывных наблюдений, для измерений плоскостности и для решения различных задач в научно-исследовательских лабораториях.

В Национальном бюро стандартов большинство прецизионных измерений размеров осуществляется интерференционно с помощью Deslatt. Дислетты, несомненно, прекрасны, когда требуется проводить прецизионные физические измерения, так как они позволяют измерять интервалы до миллиангстрема (10^{-11} см) и углы в дуговых миллисекундах.

Кварцевые генераторы. Кварцевые кристаллы откликаются на деформацию изменением своей резонансной частоты, таким образом обеспечивая очень точный метод измерения малых смещений или измерений давления. Кварцевые преобразователи давления обеспечивают самое высокое разрешение из всех устройств, имеющихся в настоящее время (об этом см. ниже).

15.04. Ускорение, давление, сила, скорость

Описанные методы позволяют измерять ускорение, давление и силу. Акселерометры содержат в себе тензодатчик, связанный с массивным пробником, или датчик емкостного типа, которые реагируют на изменение в положении пробной массы. В акселерометрах, которые измеряют непосредственно перемещение пробной массы для получения выходного сигнала, приходится демпфировать систему для предотвращения колебаний. В некоторых системах используют обратную связь, препятствующую массе перемещаться относительно тела акселерометра. В этом случае выходной сигнал акселерометра будет соответствовать величине силы, возникающей в петле обратной связи.

ДПЛП, тензодатчики, емкостные пре-

образователи и кварцевые генераторы применяются для измерений давления в сочетании со специальными устройствами, такими, как манометр Бурдона, полые спиральные кварцевые трубки, которые раскручиваются при заполнении газом. ДПЛП, например, охватывают область измерений от 70 гс/см^2 до 7 тс/см^2 или больше. Кварцевые осцилляторы обеспечивают самое высокое разрешение и точность. Образцы, выпускаемые фирмой Paroscientific, обеспечивают точность 0,01% и стабильность 0,001%. Фирма Hewlett–Packard выпускает кварцевые манометры с полной шкалой 800 кгс/см^2 и паспортным разрешением 0,7 гс/см^2.

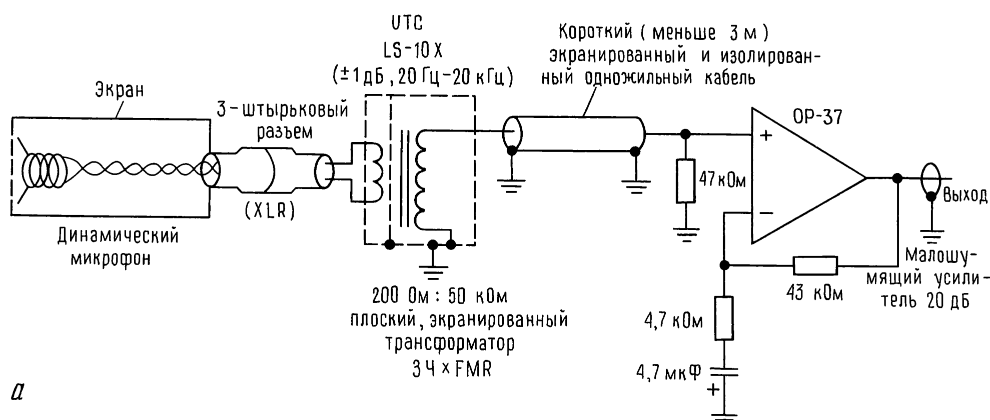
Для измерения силы и веса часто используются ДПЛП, хотя здесь подходит любой метод измерения перемещений. Полная шкала общедоступного ряда приборов охватывает диапазон от 10 г до 250 т с точностью 0,1%. Для измерения с высокой точностью малых сил в лабораторных условиях используют приборы с торсионным балансированием кварцевой нити, электростатической балансировкой и т. п. Интересный пример современного подхода представляет собой гравиметр разработки фирм Goodkind и Warburton. В нем вес сверхпроводящей сферы под действием магнитного поля грубо компенсируется в нуль, а остаточный небаланс снимается с помощью электростатических датчиков и пластин. Такой метод позволяет измерять изменения гравитационного поля до 10^{-9} и с легкостью наблюдать изменение барометрического давления, связанное с влиянием воздушных масс на локальное гравитационное поле!

Магнитные преобразователи скорости. Прежде всего следует отметить, что датчики перемещений можно использовать для измерения скорости, которая является производной положения по времени. Однако можно и непосредственно проводить измерения скорости, принимая во внимание, что напряжение, индуцируемое в проволочной петле, движущейся в магнитном поле, пропорционально скорости изменения магнитного потока, пронизывающего петлю. Такие устройства для измерения скорости содержат длинную проволочную катушку с магнитным сердечником, движущимся внутри ее.

Чаще всего магнитные датчики скорости используются в промышленных звукозаписывающих и воспроизводящих устройствах: микрофонах (и в обратном варианте – громкоговорителе), кассетных магнитофонах, электромагнитных звукоснимателях, аналоговых записывающих устройствах. Эти датчики обычно дают сигналы очень низкого уровня (несколько милливольт) и требуют своеобразных схемных решений. Чтобы получить высококачественное воспроизведение звука, надо снизить шумы и наводки на 60 дБ и более, т. е. до уровня микровольт. Поскольку в студиях звукозаписи и на радиостанциях эти сигналы проходят по кабелю очень большое расстояние, задача может осложниться.

На рис. 15.17 показаны способы усиления слабых сигналов от микрофонов и магнитных звукоснимателей. Динамический микрофон противоположен по принципу громкоговорителю: катушка под действием звукового давления движется в магнитном поле. Выходной импеданс этих приборов 200 Ом, а уровень сигналов от 50 мкВ до 5 мВ (эфф.) для тихой речи и концертного зала соответственно. Всякий соединительный кабель значительной длины представляет собой сбалансированную и экранированную скрученную пару и заканчивается стандартным 3-штырьковым разъемом XLR Cannon для звуковой аппаратуры.

На дальнем конце кабеля производится преобразование сопротивления к уровню около 50 кОм с помощью высококачественного звукового согласующего трансформатора, как показано на рис. 15.17, *а*. Уровень сигнала при этом трансформируется к значениям от 1 мВ до 100 мВ (эфф.), и, как показано, далее сигнал должен усиливаться малошумящим предусилителем. Хотя часто используются предусилители с усилением 40 дБ, но, чтобы получить хорошие параметры при перегрузках, лучше остановиться на усилении 20 дБ. Это особенно справедливо при записи популярной музыки, где певцы часто



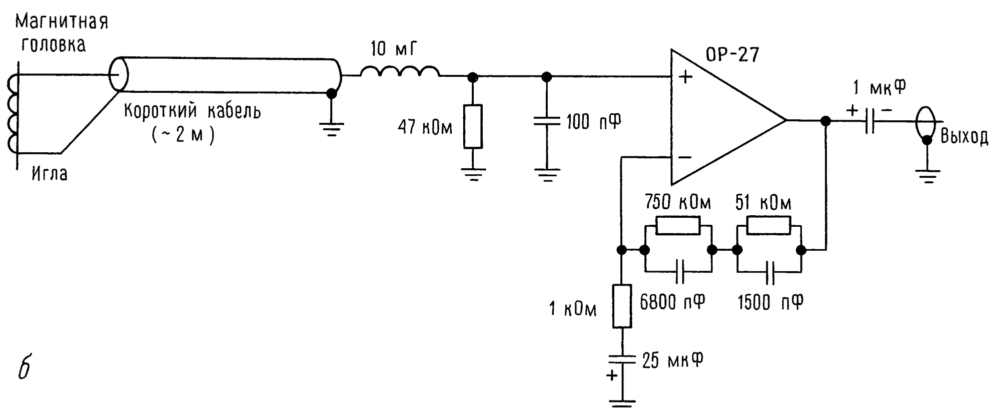


Рис. 15.17. Усилители для динамического микрофона и электромагнитного звукоснимателя.

заканчивают выступление выкриками прямо в микрофон. Использование сбалансированного 200-омного микрофонного кабеля значительно ослабляет помехи благодаря его способности подавлять синфазные сигналы. Хорошие трансформаторы звуковых частот, предназначенные для такого рода применений, имеют электростатический экран между обмотками, что дополнительно уменьшает чувствительность в ВЧ-наводкам. Если радиочастотные помехи недостаточно подавляются этой схемой, как может быть при наличии близко расположенных передающих станций, можно добавить на входе предусилителя низкочастотный фильтр. Наводки можно подавить, если последовательно входу подключить резистор 1 кОм (или небольшой дроссель) и заземленный конденсатор 100 пФ.

Звукосниматели не нуждаются в сбалансированной линии, так как кабель к предусилителю обычно очень короткий. Стандартный способ – это просто использовать одножильный экранированный провод, конец которого заземляется через 47 кОм, что нужно для получения надлежащей частотной характеристики (рис. 15.17, *б*). Здесь показан также входной фильтр для уменьшения наводок радиочастот, которые являются всеобщей проблемой в городах. ВЧ-сигналы на входе звуковой аппаратуры ставят специфические задачи, так как вследствие нелинейностей усилителя звуковых частот в диапазоне радиочастот происходит их паразит-

ное детектирование, в результате чего возникают помехи на звуковых частотах и искажения. При конструировании ВЧ-фильтра нельзя делать емкость нагрузки большой (не больше 300 пФ, включая емкость кабеля), иначе изменится частотная характеристика полезного сигнала. Чтобы сохранить уровень шума низким, сопротивление последовательной цепи следует выбирать не более нескольких сотен омов. До некоторой степени бóльшие величины индуктивности можно безбоязненно использовать, поскольку индуктивность самой головки обычно составляет 0,5 Г. Приведенная усилительная схема имеет стандартную характеристику RIAA, используемую для звукозаписи в США.

15.05. Магнитное поле

Точные измерения магнитных полей необходимы в научных исследованиях при наличии измерительной аппаратуры, в которой используются магнитные поля (магнитный резонанс, магнетроны, приборы с магнитной фокусировкой электронов и т. п.), а также в геологии при разведке полезных ископаемых. Для измерений на уровне 1% достаточно датчиков на эффекте Холла. Эффект Холла вызывает появление поперечного напряжения на токонесущем куске материала (обычно это полупроводник), помещенном в магнитное поле, и полная шкала промышленных магнитометров на основе эффекта Холла перекрывает область от 1 Гс (гаусс) до 10 кГс. Чтобы вы имели представление о масштабе этих величин, скажем, что Земля обладает полем примерно 0,5 Гс, в то время как сильный постоянный магнит – несколько сотен гаусс. Холловские магнитометры дешевы, несложны, небольших размеров и надежны. Например, недорогой TL173 фирмы TI является законченным линейным датчиком на основе эффекта Холла, размещенным в трехполюсном пластиковом корпусе ТО-92. При питании от +12 В на выходе его постоянное напряжение возрастает на 1,5 мВ на каждый гаусс приложенного магнитного поля. Sprague также выпускает ряд линейных холловских датчиков (серии VG 3500/3600). Эффект Холла используется также при построении бесконтактных распределительных щитов и панелей переключений, как было отмечено в разд. 9.04.

Давно известен метод, в котором многовитковая проволочная катушка либо вращается в магнитном поле с некоторой постоянной скоростью, либо перемещается поступательно. При этом имеряется соответственно или индуцированное переменное напряжение, или интегральный ток. Сама по себе катушка очень проста, и для нее имеется стройная электромагнитная теория, но применение таких катушек делает приборы громоздкими, да и выглядят они старомодно.

Для измерения очень малых магнитных полей нет ничего лучше СКИПа (SQUID – сверхпроводящий квантовый интерференционный прибор) – весьма хитроумного устройства на сверхпроводниках, легко измеряющего один квант магнитного потока (0,2 мкГс на 1 см^2). С пóмощью СКИПа можно измерить магнитное поле, наводимое в вашем теле, когда вы пьете стакан холодной воды, если это зачем-либо понадобится. Имеются фантастические устройства, требующие значительного оснащения криогенной аппаратурой, жидким гелием и т. п., и здесь нет необходимости их рассматривать.

Точные измерения магнитного поля в диапазоне килогаусса лучше всего осуществляются с помощью ЯМР (ядерный магнитный резонанс)-магнитометра. Это устройство, в котором используется прецессия атомных ядер (обычно водорода) во внешнем магнитном поле. Этим методом пользуются физики, и точность измерения без усилий достигается порядка 10^{-6} или еще лучше. Поскольку выходным сигналом является частота, подходят все методы точного измерения частоты – времени (более подробно об этом сказано ниже).

В таких приборах, как магнитометры с насыщенным сердечником и магнитные усилители, осуществляется еще один способ измерения магнитных полей. В них феррит возбуждается переменным полем, а наблюдаемый сигнал соответствует наложенному внешнему полю.

15.06. Вакуумные манометры

Измерения в вакууме, к счастью, не вызывают затруднений, и вакуум играет немаловажную роль, например, при производстве транзисторов и ИМС, изготовлении тонких пленок и сублимации кофе. Основным измерительным прибором в подобных процессах служит ионизационный манометр Баярда/Алперта, который внешне напоминает вывернутую наизнанку вакуумную лампу-триод (рис. 15.18). Горячая нить накала испускает электроны, которые притягиваются к положительно заряженному аноду. На пути к аноду пучок электронов сталкивается с находящимися в трубке молекулами газа и создает положительно заряженные ионы, которые притягиваются к центральному электроду, потенциал которого близок к потенциалу земли. Ионный ток в точности пропорционален молекулярной плотности газа, т.е. давлению. Ионные манометры используют в тех случаях, когда давление (вакуум !) измеряется в пределах от 10^{-3} до 10^{-11} мм рт.ст. (единица давления 1 мм рт.ст. называется также торром, нормальное атмосферное давление равно 760 мм рт.ст.). Для того чтобы поддерживать давление равным 10^{-10} мм рт.ст., требуется величайшая тщательность в работе, даже наличие отпечатка пальца на внутренней стороне баллона может свести на нет все ваши усилия.

Для измерения более умеренных уровней давления (от 1 мм рт. ст. до 1 мкм рт.ст., такое давление создают с помощью механических форвакуумных насосов) чаще всего используют манометры с термопарой, соединенной с небольшим нагревателем; через нагреватель пропускают некоторый ток и определяют температуру с помощью термопары. «Аппарат» охлаждается остаточным газом, при этом понижается выходное напряжение термопары. Манометры с термопарами обычно используют для того, чтобы узнать, когда можно включать насосы (диффузионные или ионизационные) высокого вакуума. Фирма Cranville-Phillips выпускает улучшенный вариант теплоотдающего манометра, работа которого основана на сходных принципах. Этот манометр называют «конвектроном», с его помощью измеряют давление в диапазоне от 1 мм рт.ст. до атмосферного давления.

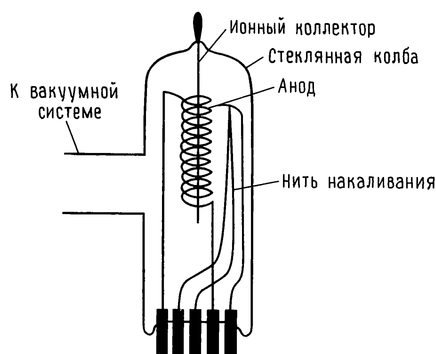


Рис. 15.18. Ионизационный манометр.

15.07. Детекторы элементарных частиц

В ядерной физике и физике элементарных частиц, а также в многочисленных областях науки, использующих в своей практике радиоактивные частицы (медицина, судебная экспертиза, промышленный контроль и т. п.), существенное место отводится вопросам обнаружения, идентификации, спектрального анализа заряженных частиц и фотонов высоких энергий (рентгеновских лучей и гамма-лучей). Сначала рассмотрим детекторы рентгеновского и гамма-излучения, а затем детекторы заряженных частиц.

Детекторы рентгеновского и гамма-излучения. Классический образ искателя урана предполагает седеющего, измученного жарой субъекта, который бродит по пустыне со счетчиком Гейгера в руке. В наши дни в отношении детекторов достигнут значительный прогресс. Во всех современных детекторах используется следующий эффект: энергия поступающего в детектор фотона используется для ионизации какого-либо атома, при этом благодаря фотоэлектрическому эффекту излучается электрон. С этим электроном поступают по-разному в различных типах датчиков.

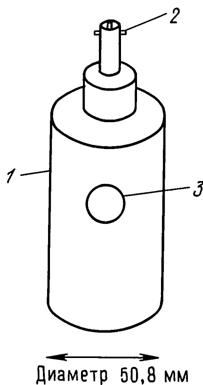


Рис. 15.19. Пропорциональный счетчик частиц.

Ионизационная камера, пропорциональный счетчик, счетчик Гейгера. Эти детекторы состоят из цилиндрической (как правило) камеры, имеющей в диаметре несколько сантиметров, и проходящего в центре тонкого провода. Камера бывает заполнена каким-либо газом или смесью газов. С одной стороны имеется узкое «окошко» из материала, пропускающего интересующее вас излучение (пластик, бериллий и т. п.). Центральный провод имеет положительный потенциал и подключается к некоторой электронной схеме. Типичная конструкция такого детектора представлена на рис. 15.19.

Когда в камере появляется квант излучения, он ионизирует атом, и тот испускает фотоэлектрон, последний затем отдает энергию, ионизируя атомы газа до тех пор, пока запас энергии не иссякнет. Оказывается, что электрон отдает около 20 В энергии в расчете на создаваемую им пару электрон–ион, следовательно, полный заряд, высвобожденный фотоэлектроном, пропорционален энергии, которую первоначально несло излучение. В ионизационной камере этот заряд собирается и усиливается усилителем заряда (интегрирующим), который работает также как фотоумножитель. Итак, выходной импульс пропорционален энергии излучения. Аналогичным образом работает пропорциональный счетчик, но на его центральном проводе поддерживается более высокое напряжение, следовательно, притягиваемые к нему электроны вызывают дополнительную ионизацию и результирующий сигнал получается бóльшим. Эффект умножения заряда позволяет использовать пропорциональные счетчики при небольших значениях энергии излучения (порядка киловольт и ниже), когда ионизационные счетчики использовать невозможно. В счетчике Гейгера на центральном проводе поддерживается достаточно высокое напряжение, при котором *любая* начальная ионизация порождает большой одиночный выходной импульс (фиксированной величины). В данном случае вы получаете хороший большой выходной импульс, но не имеете никакой информации об энергии рентгеновского излучения.

В разд. 15.16 вы познакомитесь с интересным прибором, называемым анализатором ширины импульсов, который позволяет преобразовать последовательность импульсов различной ширины в гистограмму. Если ширина импульса является мерой энергии частицы, то с помощью такого прибора получим не что иное, как энергетический спектр! Итак, с помощью пропорционального счетчика (но не счетчика Гейгера) можно проводить спектрографический анализ излучения.

Подобные газонаполненные счетчики используют в диапазоне значений энергии от 1 кэВ до 100 кэВ. Пропорциональные счетчики обладают разрешающей способностью порядка 15% при значении энергии 5,9 кэВ (распространенная для излучения калибровка, которую обеспечивает распад железа-55). Они недороги и могут иметь как очень большие, так и очень маленькие габариты, но для них требуется высокостабильный источник питания (умножение растет по экспоненциальному закону с напряжением), и они не отличаются высоким быстродействием (максимальная практически достижимая скорость счета грубо определяется величиной 25 000 имп./с).

Сцинтилляторы. Сцинтилляторы преобразуют энергию фотоэлектрона, электрона Комптона или пары электрон–позитрон в световой импульс, который воспринимается подключенным к прибору фотоумножителем. Распространенным

сцинтиллятором является кристаллический иодид натрия (NaI) с примесью талия. Как и в пропорциональном счетчике, в этом датчике выходной импульс пропорционален поступающей энергии рентгеновского (или гамма) излучения, а это значит, что с помощью анализатора ширины импульсов можно производить спектрографический анализ (разд. 15.16). Обычно кристалл NaI обеспечивает разрешение порядка 6% при значении энергии 1,3 МэВ (распространенная для гамма-излучения калибровка, которую обеспечивает распад кобальта-60) и используется в энергетическом диапазоне от 10 кэВ до нескольких ГэВ. Световой импульс имеет длительность порядка 1 мкс, следовательно, эти детекторы обладают достаточно высоким быстродействием. Кристаллы NaI могут иметь различные размеры, вплоть до нескольких сантиметров, однако они сильно поглощают воду, следовательно, хранить их следует в закрытом виде. В связи с тем, что свет нужно каким-то образом устранять, кристаллы обычно поставляют в металлическом корпусе, имеющем окошко, закрытое тонкой пластинкой алюминия или бериллия, в котором находится интегральный фотоумножитель.

В сцинтилляторах используют также пластики (органические материалы), которые отличаются тем, что они очень недороги. Разрешение у них хуже, чем у иодида натрия, и используют их в основном в тех случаях, когда имеют дело с энергией выше 1 МэВ. Световые импульсы получаются очень короткими – их длительность составляет примерно 10 нс. В биологических исследованиях в качестве сцинтилляторов используют жидкости («коктейли»). При этом материал, исследуемый на радиоактивность, примешивается к «коктейлю», который помещается в темную камеру с фотоумножителем. В биологических лабораториях можно встретить очень красивые приборы, в которых процесс автоматизирован; в них через камеру счетчика одна за другой помещаются различные ампулы и регистрируются результаты.

Детекторы на твердом теле. Как и в других областях электроники, революцию в области обнаружения рентгеновского и гамма-излучения произвели достижения в технологии изготовления кремниевых и германиевых полупроводников. Детекторы на твердом теле работают точно так же, как классические ионизационные камеры, но активный объем камеры заполняется в данном случае непроводящим (чистым) полупроводником. Приложенный потенциал порядка 1000 В вызывает ионизацию и генерирует импульс заряда. При использовании кремния электрон теряет всего около 2 эВ на пару электрон – ион, значит, при той же энергии рентгеновского излучения создается гораздо больше ионов, чем в пропорциональном газонаполненном детекторе, и обеспечивается лучшее энергетическое разрешение благодаря более представительным статистическим данным. Некоторые другие, менее значительные эффекты также способствуют тому, что прибор имеет улучшенные характеристики.

Выпускают несколько разновидностей детекторов на твердом теле: на основе Si(Li) (называются «силли»), Ge(Li) («жилли») и чистого германия (или IG), отличающихся друг от друга материалом полупроводника и примесей, используемых для того, чтобы обеспечить изолирующие свойства. Все они работают при температуре жидкого азота (–196 °C), и все типы полупроводников с примесью лития нужно постоянно держать в холодном состоянии (повышенная температура влияет на детектор так же плохо, как на свежую рыбу). Типовые детекторы на основе Si(Li) имеют диаметр от 4 до 16 мм и используются в энергетическом диапазоне от 1 до 50 кэВ. Детекторы на основе Ge(Li) и IG используют при работе с более высокими значениями энергии, от 10 кэВ до 10 МэВ. Хорошие детекторы на основе Si(Li) обладают разрешением 150 эВ при значении энергии 5,9 кэВ (2,5%, разрешение в 6–9 раз лучше, чем у пропорциональных счетчиков), германиевые детекторы обладают разрешением порядка 1,8 кэВ при значении энергии 1,3 МэВ (0,14%).

Для того чтобы проиллюстрировать, что дает такое высокое разрешение, мы

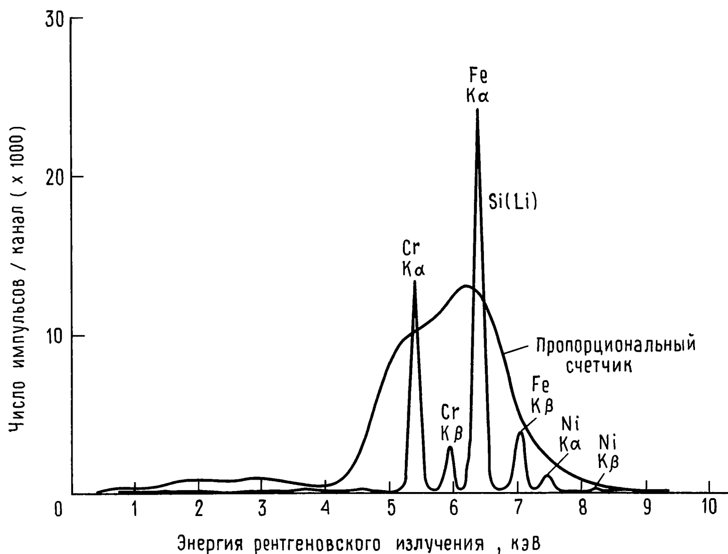


Рис. 15.20. Рентгеновский спектр листа нержавеющей стали, полученный с помощью аргонового пропорционального счетчика и детектора на основе Si(Li).

бомбардировали лист нержавеющей стали протонами с энергией 2 МэВ и проанализировали полученный рентгеновский спектр. Это явление называют рентгеновской эмиссией за счет протонов, и оно является мощным средством анализа веществ, при котором используется взаимное расположение спектров элементов. На рис. 15.20 показан энергетический спектр (полученный с помощью анализатора ширины импульсов), каждому элементу соответствуют два видимых рентгеновских импульса, по крайней мере при использовании детектора на основе Si(Li). На графике можно видеть железо, никель и хром. Если нижнюю часть графика укрупнить, то можно будет увидеть и другие элементы. При использовании пропорционального счетчика получается «каша».

Рис. 15.21 иллюстрирует аналогичное положение для детекторов гамма-излучения. На этот раз сравниваются между

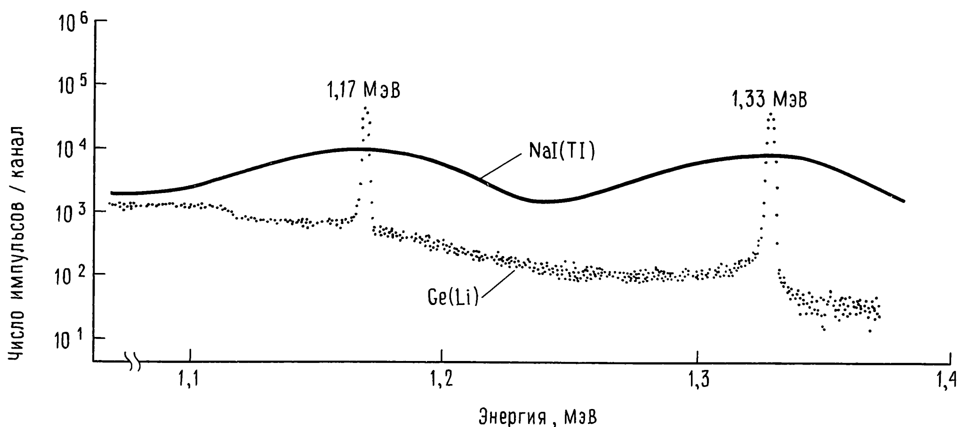


Рис. 15.21. Гамма-спектр кобальта-60, полученный с помощью сцинтиллятора на основе иодида натрия и детектора на основе Ge(Li). (Из брошюры Canberra Ge(Li) Detector Systems фирмы Canberra Industries, Inc.)

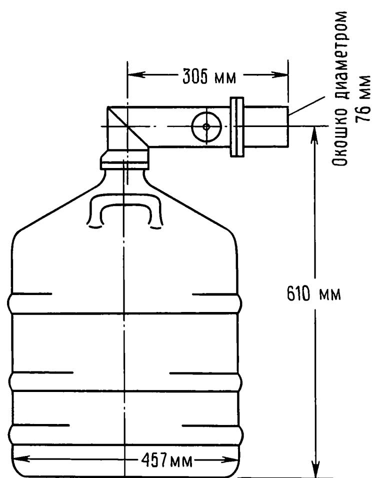


Рис. 15.22. Криостат с датчиком Ge(Li). (С разрешения фирмы Canberra Industries, Inc.)

собой сцинтиллятор на основе NaI и датчик на основе Ge(Li). Этот график нам помогли получить коллеги из фирмы Canberra Industries. Выражаем благодарность мистеру Тенчу. Как и в предыдущем случае, преимущество в отношении разрешающей способности оказалось на стороне детекторов на твердом теле.

Детекторы на твердом теле обладают самым высоким энергетическим разрешением среди всех детекторов рентгеновского и гамма-излучения, но у них есть и недостатки: маленькая активная область в большом и неуклюжем корпусе (см., например, рис. 15.22), относительно невысокое быстродействие (время восстановления составляет 50 мкс и более), высокая стоимость и, кроме того, для работы с ними нужно запастись большим терпением (но может быть вам и понравится нянчиться с «пожирателем» жидкого азота, кто знает).

Детекторы заряженных частиц. Детекторы, которые мы только что описали, предназначены для определения энергии *фотонов* (рентгеновских и гамма-лучей), но не элементарных частиц. Детекторы элементарных частиц имеют несколько иной облик; кроме того, заряженные частицы отклоняются электрическим и магнитным полями в соответствии с их зарядом, массой и энергией, благодаря чему измерять энергию заряженных частиц значительно проще.

Детекторы с поверхностным энергетическим барьером. Эти германиевые и кремниевые детекторы аналогичны детекторам из Ge(Li) и Si(Li). Однако их не требуется охлаждать, а это намного упрощает конструктивное оформление прибора. (А у вас появляется шанс получить свободное время!) Детекторы с поверхностным энергетическим барьером выпускают с диаметрами от 3 до 50 мм. Их используют в энергетическом диапазоне от 1 МэВ до сотен МэВ, они обладают разрешением от 0,2 до 1% при значении энергии альфа-частиц, равном 5,5 МэВ (распространенная энергетическая калибровка, которая обеспечивается при распаде америция-241).

Детекторы Черенкова. При очень высоких значениях энергии (1 ГэВ и выше) заряженная частица может опередить свет в материальной среде и вызвать излучение Черенкова, «видимую ударную волну». Они находят широкое применение при экспериментах в физике высоких энергий.

Ионизационные камеры. Классическую газонаполненную камеру, которую мы рассмотрели выше в связи с рентгеновским излучением, можно использовать также в качестве детектора заряженных частиц. Простейшая ионизационная камера состоит из камеры, заполненной аргоном, и проходящего по всей ее длине провода. В зависимости от того, для работы с какими энергиями предназначена камера, ее длина может составлять от нескольких сантиметров до нескольких десятков сантиметров; в некоторых разновидностях прибора используют не один, а несколько проводов или пластин и другие газы-наполнители.

Душевые камеры. Душевая камера является электронным эквивалентом ионизационной камеры. Электрон попадает в камеру, заполненную жидким аргоном, и создает «душ» из заряженных частиц, которые затем притягиваются к заряженным пластинам. Специалисты в области

физики высоких энергий любят называть такие приборы калориметрами.

Сцинтилляционные камеры. Заряженную частицу можно обнаружить с очень хорошим энергетическим разрешением с помощью фотоумножителей по ультрафиолетовым вспышкам, которые возникают при движении заряженной частицы в камере, заполненной жидким или газообразным аргоном или ксеноном. Сцинтилляционные камеры обладают более высоким быстродействием по сравнению с ионизационными и душевыми камерами.

Дрейфовые камеры. Это новейшее достижение в области физики высоких энергий, которое обусловлено успехами в области быстродействующих диалоговых вычислительных систем. Концепция их проста: камера, в которой под атмосферным давлением находится газ (обычная смесь аргона с этаном) и множество проводов с приложенным к ним напряжением. В камере действуют электрические поля, и когда в нее попадает заряженная частица, ионизирующая газ, ионы оказываются в сфере действия проводов. Отслеживаются амплитуды сигналов и моменты времени по всем проводам (вот здесь и приходит на помощь ЭВМ), и на основе этой информации строится траектория движения частицы. Если в камере действует еще магнитное поле, то можно также определить количество движения.

Дрейфовая камера завоевала положение универсального детектора заряженных частиц для физики высоких энергий. Она может обеспечить пространственное разрешение порядка 0,2 мм и выше для объемов, которые могут вместить даже вас.

15.08. Щупы, используемые в биологии и химии

Биологические и химические науки дают немало примеров любопытных измерений: электрохимические методы, в которых используются ионные электроды, электрофорез, вольтаметрия и полярографический анализ, а также хроматография, инфракрасная и визуальная спектроскопия, ЯМР, масс-спектроскопия, рентгеновская спектроскопия, ядерная квадратичная спектроскопия, электронная сканирующая микроскопия и др. Бесполезно пытаться в данной книге представить сколько-нибудь полный перечень этих сложных методов измерений. Более того, такая попытка лишь создаст впечатление, что эти методы не обладают фундаментальностью, присущей физическим измерениям, о которых речь шла выше в этой главе.

Для того чтобы дать представление о проблемах, возникающих при химических и биологических измерениях, опишем простейший вид измерений: определение потенциалов, возникающих на микроэлектроде (используемом для изучения нервных и мускульных сигналов в биологических системах), на ионном электроде (используемом для измерения концентрации определенных ионов в растворе) и на электрохимическом щупе. Как обычно, приходится сталкиваться с некоторыми загадками, если стремиться к тому, чтобы измеряемые величины имели смысл.

Микроэлектроды. Для того чтобы определить напряжение на нервном окончании или в клетке, пользуются электродами с диаметром, равным всего лишь нескольким сотням ангстрем (1 Å = 10^{-8} см, что приблизительно равно размеру атома водорода). Оказывается, в качестве электрода можно использовать стеклянный капилляр, заполненный проводящим раствором. Получается очень хороший щуп, но возникает интересная проблема, связанная с тем, что выходное сопротивление электрода как источника сигнала составляет 100 МОм и выше. Внешние наводки, нагрузка схемой, высокочастотный спад характеристики, обусловленный наличием кабеля и паразитных емкостей, приводят к пагубным последствиям.

Для того чтобы рассмотреть сигналы в нервах или мускулах, желательно иметь хорошую характеристику в области высоких частот, по крайней мере для частот порядка нескольких килогерц (это, конечно, не совсем та высокая частота, о которой шла речь в гл. 13). Усилитель должен обладать очень высоким входным импедансом, желательно также, чтобы вход-

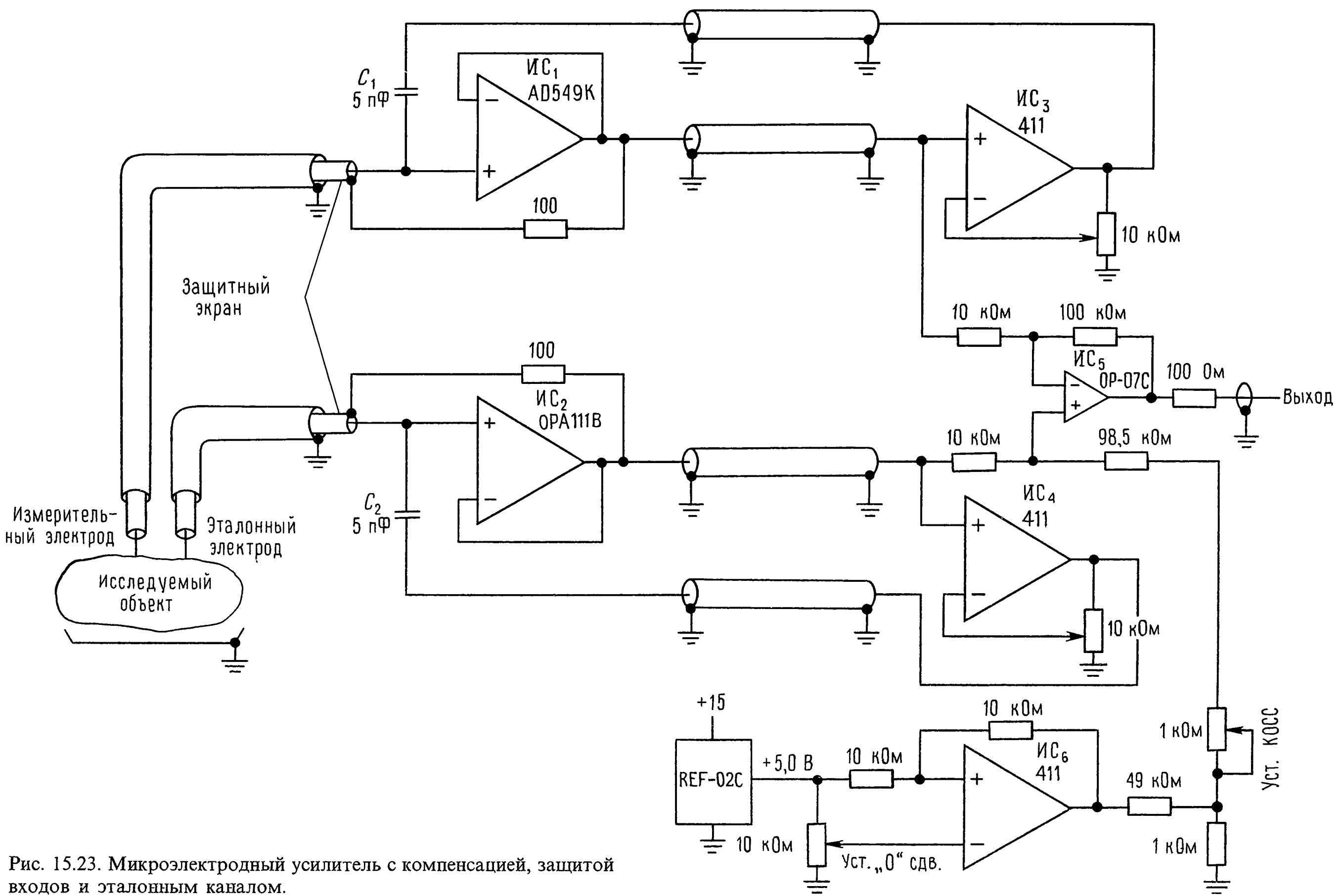


Рис. 15.23. Микроэлектродный усилитель с компенсацией, защитой входов и эталонным каналом.

ной шум был у него небольшим. Кроме того, он должен быть нечувствителен к синфазным сигналам.

Подходящий вариант схемы представлен на рис. 15.23. Использование эталонного электрода, подключенного вблизи точки измерения, устраняет возможность того, что постороннее воздействие будет воспринято как нормальный дифференциальный сигнал. На входах, как можно ближе к микроэлектродам, включены буферные усилители, в качестве которых использованы интегральные операционные усилители $ИС_1$ и $ИС_2$ со входами на полевых транзисторах и с низким уровнем шума. Они также используются для задания следящей связи на экраны кабелей, чтобы уменьшить эффективную емкость кабеля. Обратите внимание, что основной экран снаружи еще дополнительно экранирован. Для того чтобы получить высокий входной импеданс и небольшой шумовой ток на входе, следует использовать усилители со входами на полевых транзисторах; типы интегральных схем, приведенные в примере, выбраны потому, что они обеспечивают небольшое шумовое напряжение на входе (максимальное значение 2 мкВ от пика до пика при частотах 0,1–10 Гц), обычно этот параметр создает трудности при работе с усилителями на полевых транзисторах и на полевых транзисторах с МОП-структурами. Пара прошедших через буферные усилители сигналов подается на стандартную схему дифференциального усилителя, построенного на основе ОУ с низким уровнем шума и с небольшим дрейфом; регулируемый стабильный сдвиг величиной 100 мВ обеспечивается $ИС_6$.

Итак, мы имеем усилитель со следующими параметрами: коэффициент усиления дифференциального сигнала равен 10, удовлетворительный уровень шума, хорошее подавление синфазного сигнала и малый входной ток (<1 пА). Однако, несмотря на то, что емкость со стороны входа определяется входной емкостью буферов и микроэлектрода, схема имеет неудовлетворительное быстродействие. Например, при сопротивлении источника 100 МОм, работающего на емкость 20 пФ, точке -3 дБ соответствует частота, равная всего лишь 80 Гц. Выйти из положения помогает активная компенсация, осуществляемая с помощью цепи положительной обратной связи, в которую входят $ИС_3$ и $ИС_4$ и конденсаторы C_1 и C_2. На практике приходится регулировать коэффициент усиления по напряжению в усилителях $ИС_3$ и $ИС_4$ для получения хорошей характеристики в области высоких частот вплоть до нескольких килогерц.

Ионные электроды. Классическим примером ионного электрода служит измеритель кислотности pH-метр, с помощью которого определяют напряжение между эталонным электродом и тонким пластинчатым электродом из стекла, через который могут проникать ионы водорода. Снова мы сталкиваемся с тем, что источник имеет очень большое сопротивление, правда, здесь проблемы не столь серьезны, как в случае с микроэлектродами, так как частотная характеристика в данном случае не играет такой важной роли.

Промышленность выпускает более 20 видов электронных систем, например, для анализа активности ионов K^+, Na^+, NH_4^+, CN^-, Hg^{++}, SCN^-, Br^-, Cl^-, F^-, I^-, Ca^{++} или Cu^{++}. В общем в этих системах используют два электрода: эталонный электрод, обычно имеющий серебряное покрытие из хлорида серебра (он погружается в концентрированный раствор хлорида калия, который соединяется с исследуемым раствором с помощью пористого штыря или геля) и электрод, несущий определенный заряд. Последний обычно представляет собой электрод, погруженный в концентрированный раствор, содержащий интересующие вас ионы и отделенный от испытываемого раствора мембраной, которая может пропускать только исследуемые ионы. Мембраной обычно служит специальное стекло, избирательно пропускающее те или иные ионы, или органическая жидкость, содержащая подвижные органические молекулы, способные перемещать ионы. Задача состоит в том, чтобы измерить напряжение в диапазоне от 0 до 2 В с точностью

до милливольт, при этом величина тока не должна превышать 100 пА. Положение дел осложняется тем, что величина температурного коэффициента напряжения достигает нескольких процентов при изменении температуры на один градус (по шкале Цельсия). Можно попытаться устранить влияние температуры, если использовать компенсационную схему с термистором. Для того чтобы перейти от измеренной ионной активности к значениям концентрации, необходимо обратить внимание на общую ионную силу образца и на чувствительность заряженного электрода к другим ионам, присутствующим в растворе. Во всяком случае, любой химик подтвердит, что более качественные результаты можно получить лишь в том случае, если перед началом и по завершении измерений выполнить калибровку на каком-нибудь стандартном растворе. Если выполнять измерения тщательно, то можно анализировать концентрации величиной 0,1 миллионной доли и получать при измерениях точность порядка 1% в растворах умеренной концентрации.

Электрохимические измерения. В области электрохимии выполняют аналитические измерения концентрации определенных ионов путем измерения токов в электродах (скорости реакции) относительно приложенного к раствору напряжения. Изменяя приложенное напряжение, вы задаете среди прочих такие потенциалы, при которых возникает определенная реакция, при этом возникают скачки и пики сигнала. Методы подобных аналитических измерений определяются такими терминами, как циклическая вольтаметрия, полярография, анодная вольтаметрия (ASV). Одним из наиболее чувствительных является метод ASV, в котором используется ртутный капельный электрод. На этот обновляемый электрод на некоторое время подается относительно высокий потенциал, затем направление тока меняется на противоположное, и производится последовательное выделение отдельных элементов. Этот метод позволяет обнаруживать такие элементы, как свинец и кадмий в концентрациях порядка 10^{-9}, и его следует рассматривать наравне с другими методами обнаружения элементов, такими, как нейтронная активация, спектроскопия пламени, рентгеновские и ионные микроизмерения.

Метод, при котором измеряется небольшой ток, в то время как в системе поддерживается фиксированное напряжение, называют «фиксацией напряжения». Он находит применение в исследованиях нервной и клеточной физиологии. Мембраны нервных окончаний (аксонов) имеют каналы, чувствительные к напряжению, через которые происходит диффузия определенных ионов. Физиологи измеряют напряжения, при которых открываются эти каналы. Для этого используют метод фиксации напряжения и микроэлектроды.

При работе с электрохимическими препаратами используют такой же метод измерений, но токи измеряют не в микроамперах, а в амперах. Здесь также задача состоит в том, чтобы вызвать определенную реакцию и получить ее продукт с помощью приложенного к системе напряжения.

На рис. 15.24 показана простая схема стабилизатора напряжения (или схема фиксации напряжения). Электролитиче-

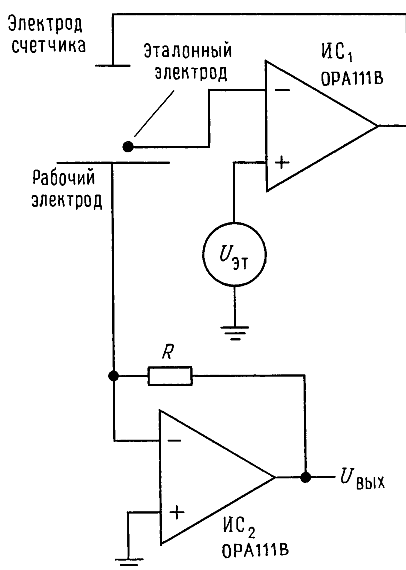


Рис. 15.24. Схема электрохимических измерений (фиксатор напряжения).

ская ячейка состоит из электрода для инжекции тока (электрода-счетчика), общего электрода (рабочего электрода) и небольшого щупа для измерения напряжения в растворе вблизи рабочего электрода (эталонный электрод). Схема $ИС_1$ поддерживает напряжение между эталонным и рабочим электродами равным $U_{эт}$ за счет соответствующего изменения тока в электроде счетчика (при измерениях потенциала мембраны два верхних электрода должны находиться внутри клетки, а рабочий электрод – вне ее). Схема $ИС_2$ поддерживает на рабочем электроде потенциал мнимого заземления и преобразует ток в выходное напряжение. Диапазон напряжений составляет обычно ± 1 В; в аналитических измерениях диапазон токов определяется значениями 1 нА и 1 мА, для электрохимических препаратов диапазон определяется значениями 1 мА и 10 А.

Для того чтобы можно было производить сканирование, напряжение $U_{эт}$ должно формироваться генератором пилообразного напряжения. При слаботочных измерениях в мембранах следует тщательно экранировать входные провода, для получения определенной частотной характеристики рекомендуется также организовывать положительную обратную связь с помощью конденсатора подобно тому, как это было сделано в схеме на рис. 15.23.

ЭТАЛОНЫ ТОЧНЫХ ВЕЛИЧИН И ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

В гл. 7 мы познакомили вас с приемами, которыми пользуются в точных приборах для обеспечения малых сдвигов и небольшого дрейфа, например, при усилении очень малых напряжений. Там мы коснулись только аналоговой электроники, вопросов усиления постоянно изменяющихся напряжений и токов. По ряду причин оказывается, что цифровые измерения таких величин, как частота, период, временной интервал, дают значительно более высокую точность, чем аналоговые измерения. В последующих разделах мы рассмотрим точность принятых в электронике эталонов (таких величин, как время, напряжение, сопротивление), и вы узнаете, как производить аналоговые измерения с высокой точностью, используя эти эталоны. Основное внимание при обсуждении будет уделено вопросам измерения времени/частоты, так как в этих измерениях точность имеет наибольшее значение, а также потому, что аналоговые схемы мы уже рассмотрели более или менее подробно в гл. 7.

15.09. Эталоны частоты

Посмотрим, как можно получить стабильный эталон частоты, каким образом задать частоту и как ее поддерживать.

Кварцевые генераторы. Ранее в разд. 5.12–5.19 мы упоминали о том, какую стабильность может обеспечить эталон частоты, начиная от простейшего релаксационного *RC*-генератора и кончая атомным эталоном на основе рубидия или цезия. Для любой более или менее серьезной времязадающей схемы нужно использовать устройство, не менее стабильное, чем кварцевый генератор. К счастью, среди кварцевых генераторов есть очень недорогие, и их точность определяется миллионными долями. Например, за 50 долл. можно приобрести хороший кварцевый генератор с температурной компенсацией, стабильность которого определяется отношением $1:10^6$ при изменении температуры от 0 до 50 °C. При более высоких требованиях следует использовать термостатированные кристаллы; стоимость таких генераторов колеблется от пары сотен долларов до 1000 долл. Если вас интересует стабильность, оцениваемая миллиардными долями, то следует побеспокоиться о таком параметре, как «старение», которым определяется тенденция кварцевого генератора к дрейфу частоты с более или менее постоянной скоростью с момента начала эксплуатации прибора. Генераторы серии 105B, выпускаемые фирмой Hewlett – Packard, представляют собой стандартные генераторные модули, стабильность которых определяется отношением $2:100 \times 10^6$ в полном темпера-

турном интервале, а скорость старения – отношением $0,5:10^9$ за день.

Некомпенсированные кварцевые генераторы и даже кварцевые генераторы с температурной компенсацией представляют собой лишь логические блоки небольших приборов. Более совершенные генераторы на термостатированных кристаллах кварца, как правило, представляют собой самостоятельные приборы.

Атомные эталоны. В настоящее время используют три атомных эталона: рубидий, цезий и водород. Рубидий поглощает микроволновые колебания на частоте 6 834 682 608 Гц, цезий – на частоте 9 192 631 770 Гц, а водород – на частоте 1 420 405 751 768 Гц. Эталон частоты на основе одного из перечисленных атомов представляет собой гораздо более сложное и дорогое устройство, чем хороший кварцевый генератор.

Рубидиевый эталон. Эталон на основе рубидия представляет собой стеклянную колбу, заполненную парами рубидия. Ее нагревают и помещают в микроволновую камеру со стеклянными окошками на торцах. Камера просвечивается рубидиевой лампой, свет, прошедший через камеру, фиксирует фотоэлемент. Одновременно на камеру подается модулированный микроволновый сигнал, полученный с помощью стабильного кварцевого генератора. Используя для обнаружения переданной световой энергии метод захвата (см. разд. 15.15), можно точно совместить микроволновый сигнал с резонансной частотой рубидия, так как оптическое поглощение газа рубидия изменяется на резонансной частоте. Частота кварца связана с резонансной частотой рубидия определенным соотношением, и таким образом генерируется эталонная частота, например 10 МГц. (На самом деле есть некоторые сложности, на которых мы не будем заострять внимание.)

Эталоны частоты на основе рубидия обладают большей стабильностью, чем кварцевые генераторы с термостатированным кристаллом, правда, им присущ один недостаток – старение. Имеющиеся в продаже устройства обладают стабильностью порядка $1:10^{11}$ в полном температурном интервале, а старение для них определяется отношением $1:10^{11}$ за месяц. Рубидиевые эталоны используют в лабораторных условиях, вы можете встретить их в обсерваториях и других местах, где выполняют наблюдения с очень высокой степенью точности. Следует отметить, что эталоны частоты на основе рубидия, так же как и кварцевые генераторы, должны быть откалиброваны, так как изменение условий внутри резонансного контура изменяет частоту в отношении $1:10^9$.

Цезиевый эталон. Цезиевый эталон частоты практически представляет собой атомную лабораторию в миниатюре, в которой атомы цезия запускаются из нагревательной в вакуумную камеру. В последней они пропускаются через магнитный селектор постоянного спина и переменного электрического поля, а потом детектируются с помощью ионизационного детектора с нагретой проволокой. Как и в рубидиевом генераторе, в данном случае микроволновый сигнал, определяемый стабильным кварцевым генератором, резонансно захватывается за счет сигнала обратной связи, снимаемого с фазового детектора, а выходная частота снимается с кварцевого генератора.

Цезиевые генераторы эталонной частоты не отличаются миниатюрностью и дешевизной. Но они представляют собой *первичные* стандартные эталоны; для них не требуется выполнять калибровку. В соответствии с международным соглашением цезиевый генератор частоты *определяет* продолжительность времени в одну секунду: это продолжительность 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующего переходу атома цезия-133 между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133. Цезиевые часы служат стандартом официального времени в стране, с их помощью выполняют калибровку временны́х сдвигов. Цезиевые часы представляют собой очень сложные устройства, даже коммерческие цезиевые генераторы обладают исключительными характеристиками: для генератора модели 5061B фирмы Hewlett – Packard (стоимостью 32500 долл.) старе-

ние и воспроизводимость определяются отношением $3:10^{22}$.

Водородный эталон. Для нейтральных атомов водорода резонансная частота составляет примерно 1420 МГц, и в отличие от других генераторов эталонной частоты на основе других атомов на атомах водорода можно непосредственно построить генератор. Как и в случае с атомами цезия, создается поток атомов, который пропускают сначала через магнитные селекторы. Затем он попадает в кварцевую колбу с тефлоновым покрытием, которая находится в микроволновой камере. Внутри этой «колбы-хранилища» атомы находятся в активном движении в течение приблизительно 1 с. За это время они отдают достаточное количество энергии ВЧ для поддержания колебаний в камере. Благодаря этому облегчается возможность фиксации кварцевого генератора с помощью схем ФАПЧ и смесителей. Такой прибор называют водородным мазером (он обеспечивает микроволновое усиление за счет индуцированного излучения).

Водородные мазеры обладают очень высокой стабильностью на коротких промежутках времени (не более нескольких часов), их стабильность оценивается отношением $1:10^{15}$. Тем не менее они не заменяют цезиевые генераторы в качестве устройств первичного отсчета времени, так как с ними связана не решенная пока проблема влияния объема камеры на частоту, кроме того, в этих приборах наблюдается долговременный дрейф, связанный с изменением свойств поверхности колбы-хранилища. Всемирно признанным лидером в деле создания водородных часов является Р. Весот из Смитсоновской астрофизической обсерватории (Кембриджский университет) – им создано более двух десятков этих приборов; цена одной такой «штуки» 0,5 млн. долл.

Метановый лазер. Этот четвертый по счету эталон частоты используется для инфракрасного диапазона длин волн и называют его стабилизированным метаном гелий-неоновым лазером. Его стабильность сравнима со стабильностью других атомных эталонов частоты, но он работает на частоте $8{,}85 \cdot 10^{13}$ Гц (длина волны 3,39 мкм), и его нельзя использовать в качестве эталона радиочастот.

Последние достижения. Последние научные исследования, связанные со стабильными эталонами частоты, открыли две новые многообещающие темы: «ионные ловушки» и криогенные водородные лазеры. Сторонники новых направлений говорят, что если все пойдет хорошо, то можно будет обеспечивать стабильность, определяемую отношением порядка $1:10^{18}$.

Калибровка часов. Если вы не являетесь счастливым обладателем цезиевого генератора эталонной частоты, то вам нужно знать, каким образом можно воспользоваться стабильным калибровочным сигналом. Кроме того, иногда может потребоваться абсолютное значение как времени, так и частоты, т. е. может возникнуть необходимость установить часы, после того как они уже проработали какое-то время с нужной скоростью. Для этого предусмотрены следующие службы. На восточном побережье Соединенных Штатов и в некоторых других областях можно принять навигационный сигнал на частоте 100 кГц, лорановский сигнал (Loran-C), с помощью которого можно определить частоту и время. Лорановский сигнал генерируют цезиевые часы, этот сигнал сравнивается с сигналом, который генерируют главные цезиевые часы в Морской обсерватории; Морская обсерватория ежемесячно публикует поправки. Еще одна служба времени именуется WWVB, ею заведует Национальный институт стандартов и технологии (бывшее Национальное бюро стандартов) в шт. Колорадо. Она формирует сигналы на частоте 60 кГц, которые можно принимать на всей территории Соединенных Штатов. Оба низкочастотных сигнала можно синхронизировать с точностью до 1 мкс и выше, если вы находитесь в пределах действия сигнала, распространяющегося по поверхности земли (в пределах нескольких сотен миль), но влияние ионосферы (смена дня и ночи, солнечные ветры и т. п.) приводит к тому, что синхронизация с помощью «воздушного сигнала»

обеспечивает меньшую точность (10–50 мкс). Из недавно появившихся служб времени можно назвать сигнал Омега, который передается на очень низкой частоте (около 10 кГц) и может быть принят в любой точке с точностью около 10 мкс. Геостационарные метеорологические спутники, известные под названием «GOES», передают в диапазоне УКВ (497 МГц) сигналы временных отсчетов, которые можно использовать для синхронизации с точностью до мс, при условии, что вы находитесь в зоне видимости одного из таких спутников (зона видимости – это вся Северная и Южная Америка).

Если вы используете эти сигналы, то сможете сравнивать частоту, которую вы получаете с помощью своего генератора, с эталоном. В продаже имеются хорошие приборы, воспользовавшись которыми вы можете не ломать себе голову над тем, как выполнить сравнение – все будет сделано без вашего вмешательства, а вы даже получите красивые графики с результатами. Немного сложнее обстоит дело с установкой часов. Самый надежный способ заключается в том, чтобы отнести свое устройство в службу времени, где могут выполнить такую установку. Вернувшись на место, следует обнаружить в эфире лорановский сигнал или какой-нибудь другой и определить временную задержку распространения от передатчика до вас. Полученное число нужно запомнить! (Мы до сих пор помним магическое число 53,211 мкс, которое определяет задержку распространения лорановского сигнала из Нантукета до 60-дюймового телескопа в Гарварде.) И если только между передатчиком и вами не образуется неожиданно новая гора, вы можете выдавать отсчеты точного времени.

Недавно появившаяся Система Глобального Позиционирования (СГП или «NAVSTAR») состоит из 121 спутника. Эти спутники находятся на 12 часовых орбитах с высоким отклонением, на их бортах установлены атомные часы. Когда эта система будет запущена в действие полностью, она позволит определять время (с точностью до 20 нс) и местоположение (с точностью до 10 м) любой точки на земле. Для решения этих задач будет использоваться «умное» приемное устройство Системы с небольшой антенной в форме круглой дверной ручки, имеющее небольшой диапазон L-частот (от 1,2 ГГц до 1,6 ГГц). В незавершенном виде эта Система уже использовалась для синхронизации часов в мировом масштабе с точностью до 50 нс. Полная Система, безусловно, сможет обеспечить время передачи порядка 2 нс, при условии, что будут приняты предложения по ее модернизации.

К другим методам синхронизации времени и частоты, о которых вы можете услышать, относят синхронизацию с помощью микроволновых повторителей, телевизионных сигналов, спутников связи и наблюдений за пульсарами.

15.10. Измерения частоты, периода и временных интервалов

Оказывается, что измерять частоту и период колебаний с высокой степенью точности на редкость просто – для этого достаточно иметь генератор эталонной частоты и несложную цифровую схему.

Измерение частоты. На рис. 15.25 показана основная схема счетчика частоты. Триггер Шмитта преобразует аналоговый входной сигнал в логические уровни, после этого производится стробирование вторым импульсом, получаемым от кварцевого генератора с делителем, длительность которого точно равна 1 с. Частота в герцах определяется числом импульсов, зафиксированным многоразрядным двоично-десятичным счетчиком. Между интервалами счета полезно зафиксировать полученное число и произвести сброс счетчика.

На практике времязадающую схему можно построить так, чтобы можно было выбирать короткие и длинные интервалы: 0,1, 1, 10 с. Можно также устранить интервал длительностью 1 с между измерениями. Схема может быть усовершенствована: можно включить регулируемый предусилитель с перестраиваемым уровнем срабатывания и гистерезисом и панель, на которую поступает выход диск-

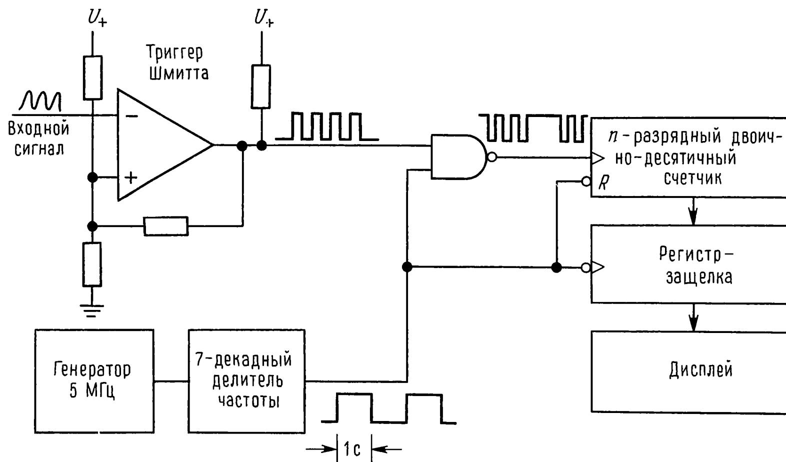


Рис. 15.25. Схема измерения частоты с помощью счетчика.

риминатора и с помощью которой можно контролировать уровень срабатывания на осциллографе; выход двоично-десятичного счетчика можно подключить к ЭВМ или регистрирующему устройству, может быть предусмотрена возможность для подключения внешнего генератора в тех случаях, когда имеется прецизионный эталон; полезно предусмотреть возможность ручного старт-стопного режима при простом счете (суммировании).

Микроволновые счетчики. Используя современные цифровые интегральные схемы, можно работать с частотами порядка 3 ГГц. В частности, фирма GigaBit Logic выпускает серию счетчиков с чрезвычайно высоким быстродействием – до 3 ГГц. На более высоких частотах можно использовать гетеродинный метод для смешения микроволнового входного сигнала с частотой счета, или так называемый метод переходного генератора, при котором входной сигнал «захватывается» по фазе n-й гармоникой ГУН, затем частота ГУН измеряется и умножается на n.

Ошибка при счете ± 1. Недостаток представленной счетной схемы состоит в том, что на низких частотах нельзя обеспечить высокую точность из-за того, что при счете имеет место ошибка, равная ± 1. Например, если частота сигнала равна приблизительно 10 Гц, а время стробирования составляет 1 с, то результат будет правильным только на 10%, так как вы получите или 9, или 10, или 11. Можно производить измерение на более длинном интервале времени, но вам понадобится целый день, чтобы получить приличную точность (определяемую отношением $1:10^6$), а если бы частота сигнала была равна, например, 1 МГц, то для проведения измерений потребовалась бы всего одна секунда. Существует несколько способов решения этой задачи: измерение периода (вместо частоты), использование методов интерполяции, использование ФАПЧ с умножением частоты.

Два первых способа мы рассмотрим в следующих разделах, так как на самом деле их нельзя отнести к непосредственным измерениям частоты.

На рис. 15.26 показано применение схемы ФАПЧ для измерения частоты методом «увеличения разрешающей способности с помощью умножения частоты». Стандартная схема ФАПЧ синтезирует частоту, которая превосходит частоту входного сигнала, скажем, точно в 100 раз, затем такой сигнал поступает на счетчик, работу которого мы описали выше. На точность этого метода накладывает ограничение «дребезг фазы» в фазовом детекторе и компенсационные параметры петли. Например, если сигнал, имеющий частоту 100 Гц, умножается на 1000, время счета составляет 1 с, а дребезг в фа-

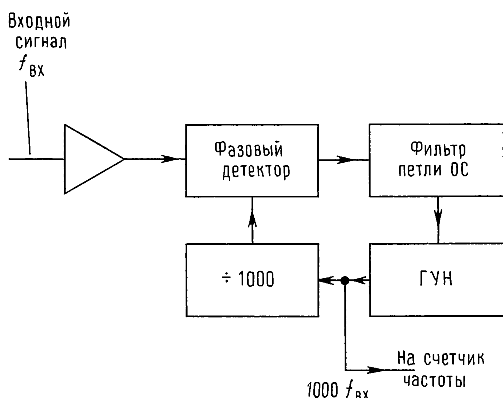


Рис. 15.26. Увеличение разрешающей способности при измерениях низких частот с помощью схемы ФАПЧ.

зовом детекторе оценивается величиной 1% за цикл (3,6°) или 100 мкс, то *точность* измерения будет определяться отношением 1 : 100 000, хотя *разрешающая способность* оценивается отношением 1 : 1 000 000.

А теперь мы скажем несколько слов о двух других способах повышения точности при измерении частоты: речь идет об измерениях периода и о методе интерполяции при измерениях временных интервалов.

Измерение периода («обратный счет»). Один из способов повышения разрешающей способности при измерении низких частот состоит в том, что входной сигнал (или некоторая его часть) используется для стробирования часов. На рис. 15.27 показана стандартная схема такого счетчика периода. Число периодов измерения обычно можно задавать с помощью переключателя в виде одной из степеней основания 10 (1, 10, 100 и т. д.). Обычно число периодов выбирают так, чтобы измерения занимали удобный отрезок времени, как правило 1 с, а полученный за это время результат должен содержать около семи значащих цифр. Само собой разумеется, результат будет измеряться в единицах времени, а не частоты, поэтому необходимо выполнить обратный пересчет для получения искомого значения. Для того чтобы выполнить преобразование, не нужно даже уметь делить, так как в современных счетчиках используют микропроцессоры, предназначенные для выполнения преобразования периода в частоту.

Отметим, что точность измерений периода существенно зависит от стабильности срабатывания триггера Шмитта и от отношения сигнал/шум. Сказанное иллюстрирует рис. 15.28.

Основное достоинство метода «обратного счета» состоит в том, что он обеспечивает постоянное разрешение $\Delta f/f$ для заданной продолжительности измерения независимо от входной частоты. С помощью графика, изображенного на рис. 15.29, можно сравнить разрешающую способность частотного и периодического (обратного счета) методов измерения частоты при продолжительности измерения, равной 1 с, и при использовании таймера с частотой 10 МГц. График, соответствующий методу периода, на самом деле должен представлять собой слегка волнистую линию, так как обычно приходится иметь дело с приближениями к степени числа 10 для осредняемого числа периодов. Но даже этот недостаток отходит в область предания с появлением

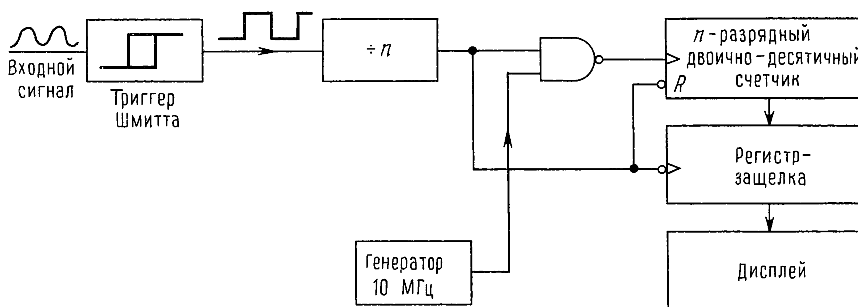


Рис. 15.27. Схема измерения периода.

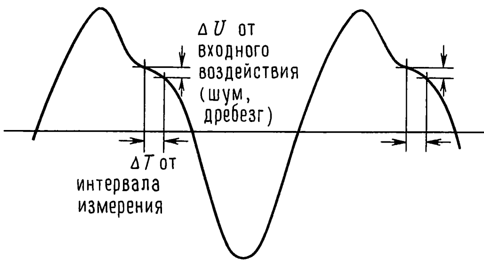


Рис. 15.28.

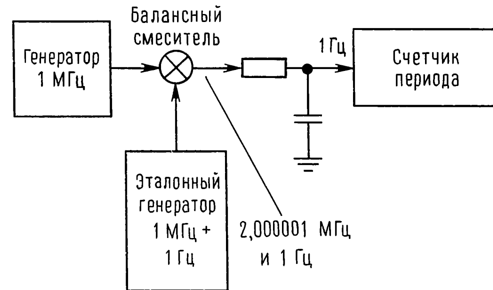


Рис. 15.30. Сравнение частот с высоким разрешением.

«умных» счетчиков» на микропроцессорах (например, дешевый счетчик фирмы Hewlett-Packard типа 5315A), которые обеспечивают *плавную* регулировку времени стробирования; они сами знают, по какому числу периодов производилось осреднение, и самостоятельно выполняют деление результата на нужное число. Кроме того, они сами определяют, когда необходимо перейти от режима измерений периода к режиму прямого измерения частоты. Такое переключение выполняется в том случае, когда входная частота превышает частоту таймера и позволяет получать оптимальное разрешение при любой частоте входных сигналов.

Еще одно достоинство метода измерений частоты по периоду состоит в возможности внешнего управления временем стробирования. Это достоинство проявляется, например, когда возникает необходимость измерить частоту короткого тонового импульса. В этом случае простой счетчик частоты даст неправильный результат, так как его интервал стробирования не совпадает с импульсом. Метод

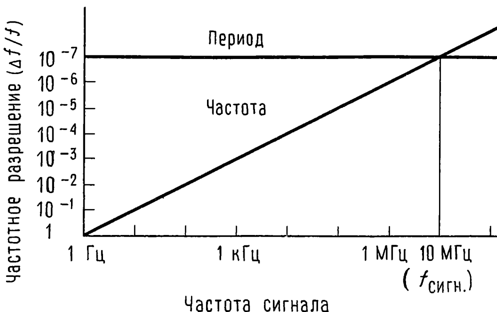


Рис. 15.29. Разрешающая способность для счетчиков частоты и периода.

счета периода позволяет стробировать измерения извне и даже за счет высокой разрешающей способности выполнять измерения в различных точках импульса.

Возникает вопрос: можно ли получить более высокую разрешающую способность, чем $\Delta f/f \approx 1/f_{\text{таймера}}T$ (для периодических измерений) или $1/f_{\text{входа}}T$ (для частотного счетчика) при относительной ошибке по частоте, равной $\Delta f/f$ для интервала счета T? Оказывается, можно. На практике применяют несколько хитроумных схем. Некоторые из них мы рассмотрим в следующем подразделе (посвященном измерению временных интервалов), а сейчас, просто для того чтобы показать, как можно этого добиться, мы приводим рис. 15.30, который иллюстрирует метод измерения частоты 1 МГц-генератора с разрешающей способностью $1:10^{12}$ при продолжительности измерений, равной 1 с. Неизвестная частота смешивается со стабильной эталонной частотой, имеющей небольшой сдвиг относительно 1,0 МГц, например, 1,000001 МГц (для этого можно использовать схему ФАПЧ). На выходе смесителя получаем частоту, равную сумме, и частоту, равную разности. Пропустив сигнал через фильтр НЧ, получим частоту 1 Гц, которая определяет разность частот двух генераторов. Ее нетрудно измерить с помощью счетчика периода, разрешающая способность при этом будет определяться отношением $1:10^6$ при продолжительности измерений, равной 1 с. Иными словами, мы измерили частоту 1 МГц с точностью до 1 мкГц за 1 с.

Этот метод измерения предполагает, что в схеме обеспечено хорошее отношение сигнал/шум; на практике приходится беспокоиться об уровне низкочастотного шума, времени установления фильтра и т. п., и фактическая разрешающая способность определяется отношением $1:10^{10}$ за 1 с. Но и такая разрешающая способность значительно лучше, чем при использовании счетчика частоты (или при счете периода). Кроме того, *точность* будет ниже, чем разрешающая способность, если точность эталонного генератора хуже, чем $1:10^{12}$ (такую точность при современном уровне технологии получить можно, но это не просто). При желании эту схему можно рассматривать как схему для сравнения отношения частот двух генераторов.

Измерение временных интервалов. Простейшее изменение в схеме счетчика периода позволяет измерять интервалы времени между событиями. Рис. 15.31 иллюстрирует сказанное. На практике желательно, чтобы в схему был включен синхронизатор, как показано на второй схеме, для предотвращения действия небольших импульсов помехи. Очевидно, что самое хорошее разрешение получается при работе генератора на максимально возможной частоте. Имеющиеся в продаже счетчики используют эталонную частоту порядка 500 МГц, а во внутренней схеме ФАПЧ используется стабильный кварцевый генератор с частотой 5 или 10 МГц. Эталон 500 МГц обеспечивает разрешение 2 нс.

Как уже упоминалось выше, существуют приемы, с помощью которых можно преодолеть ограничение по разрешающей способности, присущее методу обратного счета, при измерении временных интервалов. Для этого используют дополнительную информацию о точках, в которых входной сигнал пересекает нулевой уровень по отношению к сигналу-эталону. В схеме сравнения частот двух генераторов, которую мы привели выше, используется та же самая информация, но в неявном виде. На эти схемы должен пода-

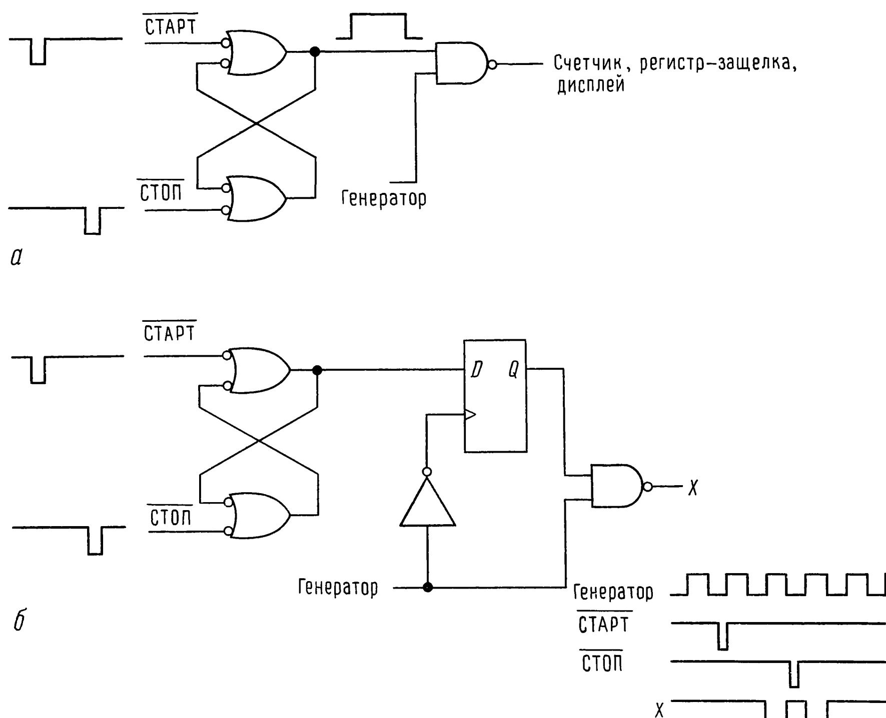


Рис. 15.31. Измерение временных интервалов.

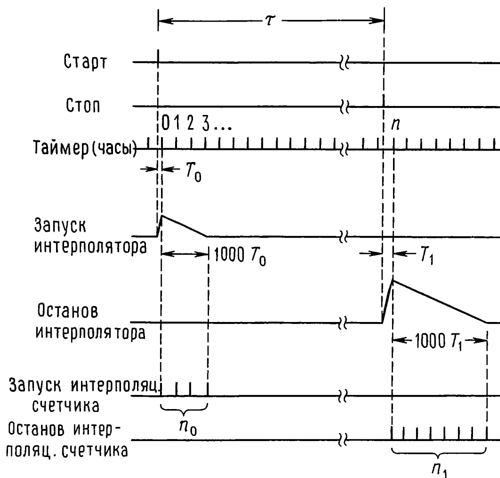


Рис. 15.32. Линейная интерполяция (при измерении временных интервалов). $\tau = T_{\text{такт}} \times [n + (n_0/1000) - (n_1/1000)]$.

ваться чистый сигнал с очень низким уровнем шума. В коммерческих приборах используют два интерполяционных метода: линейную интерполяцию и верньерную интерполяцию.

Линейная интерполяция. Допустим, требуется измерить интервал времени между стартовым и стоповым импульсами, показанными на рис. 15.32. Вы измеряете число импульсов синхронизации n за время τ, как показано на временной диаграмме (при наличии синхронизатора вы начнете и закончите счет по первому синхронизирующему импульсу, поступающему после соответствующего изменения входного сигнала). Для того чтобы улучшить разрешение, вам нужно знать только длительность интервалов T_0 и T_1, определяющих задержку синхронизирующих импульсов относительно каждого входного импульса. Если используемый в системе таймер работает с максимальной приемлемой для счета скоростью, то для того, чтобы измерить нужные нам интервалы времени, их нужно расширить. Для этого прибегают к помощи треугольного импульса, имеющего разные углы наклона: на искомых интервалах конденсатор накапливает заряд, а затем разряжается со скоростью, равной небольшой доле скорости заряда, например 1/1000, при этом искомый интервал увеличивается в 1000 раз. На расширенных интервалах подсчитывается число синхронизирующих импульсов n_0 и n_1. Окончательно искомый интервал времени определяется из следующего выражения:

$$\tau = T_{\text{такт}}(n + n_0/1000 - n_1/1000),$$

которое явно свидетельствует об улучшении разрешения. Точность этого метода ограничена точностью интерполяторов и часов, используемых в системе. Примером приборов такого типа служит счетчик типа 5334B фирмы Hewlett–Packard, который отображает 9 цифр (значение частоты или времени) за секунду счета.

Верньерная интерполяция. Верньерная интерполяция представляет собой цифровой метод, который позволяет определить, в какой момент периода синхронизации появился входной импульс. На рис. 15.33 показаны временные диаграммы, соответствующие этому методу. Используются три времязадающие схемы: главные эталонные часы, работающие непрерывно с периодом T_0, равным, например, 5 нс; входной импульс СТАРТ запускает второй генератор, период которого больше, чем период эталонного генератора в $(1 + 1/n)$ раз (для нашего примера мы взяли $n = 16$); входной импульс СТОП запускает третий генератор с таким же периодом, как и второй запускаемый генератор. Быстродействующая схема следит за тем, когда произойдет совпадение импульсов запущенных генераторов и главных часов, и подсчитывает число импульсов (n_1, n_2), которые проходят до момента совпадения. Арифметический подсчет представлен вместе с диаграммами; интервал между импульсами СТАРТ и СТОП определяется с точностью до $(1/n)$-й длительности импульса главных часов.

В счетчике типа 5370B фирмы Hewlett–Packard используется этот метод, $T_0 = 5$ нс, $n = 256$. Разрешение при измерении временных интервалов определяется величиной 20 нс. Этот же метод можно использовать для измерения периодов, так как период представляет собой не что иное, как продолжительность одного цик-

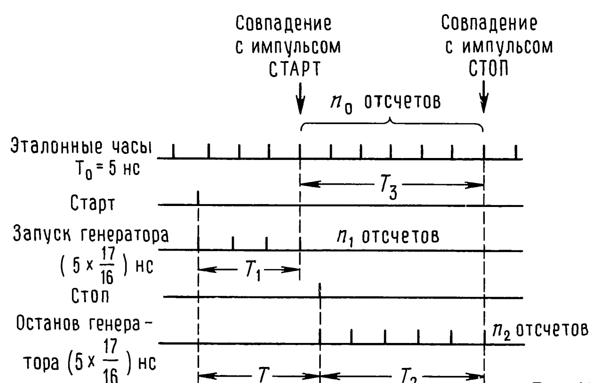


Рис. 15.33. Верньерная интерполяция (при измерении временных интервалов). $T = T_1 + T_3 - T_2 = n_1 T_0(1 + 1/16) + n_0 T_0 - n_2 T_0 (1 + 1/16) = T_0 [n_0 + (n_1 - n_2)(1 + 1/16)]$.

ла входного колебания. В этом случае только что описанный счетчик дает разрешение по частоте до 11 цифр за 1 с!

Осреднение по временному интервалу. Существует третий способ улучшения разрешения при измерении временных интервалов, он состоит в многократном повторении измерений и определении среднего значения. Ошибка счета, равная ± 1, при этом усредняется, и результат стремится к реальной величине интервала при условии, что скорость повторения импульсов СТАРТ непропорциональна скорости главных часов (таймера). В некоторых счетчиках для того, чтобы наверняка избежать такого соотношения, используют «подпрыгивающие часы».

Спектральный анализ. В связи с измерениями частоты следует упомянуть и такой мощный метод, как *спектральный анализ,* с помощью которого анализируются сигналы в частотной области. Анализаторы спектра измеряют частоту (особенно они незаменимы, когда требуется определить частоту слабого сигнала на фоне более сильных сигналов), а кроме этого выполняют и многие другие функции. Мы рассмотрим их в разд. 15.18.

15.11. Эталоны напряжения и сопротивления и их измерение

Как уже упоминалось выше, аналоговые эталоны и измерения не могут иметь точность, подобную той, с которой мы только что имели дело. Здесь вы должны довольствоваться точностью, равной $1:10^6$. Аналоговые эталоны существуют для напряжения и сопротивления, используя их, можно определить, если потребуется, и ток.

По традиции в качестве эталона напряжения используют ячейку (элемент) Уэстона – электрохимический прибор, дающий выходное напряжение, предназначенное для использования исключительно в качестве эталонного (потребляемый от устройства ток не должен превышать 10 мкА, а лучше, чтобы ток вообще не потреблялся). Снимаемое с выводов напряжение составляет 1,018636 В при температуре 20 °С. К сожалению, ячейки Уэстона требуют больших хлопот при эксплуатации. Их следует эксплуатировать при точном соблюдении температурного режима, так как они обладают большим температурным коэффициентом [40 мкВ/°С), что значительно хуже, чем у интегральных источников эталонного (или опорного) напряжения] и еще большей чувствительностью к изменениям температуры (на отдельных «участках» температурный коэффициент ячейки составляет приблизительно 350 мкВ/°С). Эталоны напряжения хранятся с соблюдением всех предосторожностей в Национальном институте стандартов и технологий, с ними производится сравнение вторичных эталонов. В настоящее время существуют очень стабильные эталоны на твердом теле с управляемым выходным напряже-

нием. Их можно использовать для того, чтобы перенести измерения из «тепличных» условий, необходимых для ячейки Уэстона, в реальные. Типичными являются такие характеристики: месячная стабильность определяется величиной 10 млн. долей, годовая стабильность – 30 миллионных долей.

Для выполнения прецизионных измерений напряжения используют прецизионные делители напряжения (известные под названием «делители Кельвина – Варлея»), линейность которых лежит в диапазоне 0,1 млн. доли. Делитель используется для формирования точной доли неизвестного напряжения, которая будет использоваться для сравнения с эталоном напряжения. Для выполнения сравнения используют точные детекторы нуля и приборы для компенсации сопротивления проводов. Если точность определяется миллионными долями, то периодически проводят калибровку.

В последнее время измерения с использованием стандартной ячейки в качестве источника эталонного напряжения уступили место измерениям, основанным на использовании перехода Джозефсона, обладающего свойствами сверхпроводимости. Если тщательно соблюдать все требования, то можно измерять напряжения с точностью до нескольких долей в 10^{10}. Этот метод привлекает своей простотой – нужно лишь измерить частоту и использовать значения физических констант h (постоянная Планка) и e (заряд электрона). Хотя технология измерений всегда считалась слишком сложной для использования в качестве эталона напряжения, в настоящее время ситуация изменяется: Национальный институт стандартов и технологии (НИСТ, бывшее НБС) разработал вполне доступную микросхему, содержащую 19 000 последовательных переходов, напряжение на которых может достигать 10 В и выше. Те, кому всерьез нужны эталоны напряжения теперь могут себе позволить собственный эталон, основанный на использовании перехода Джозефсона. Если еще недавно трудности с эталонами напряжения сдерживали развитие научной мысли в области сверхпроводимости, то теперь каждая лаборатория может позволить себе эталон напряжения Джозефсона.

Эталоны сопротивления, как и эталоны напряжения, хранятся в Национальном институте стандартов и технологии. Используя мостовую схему Уитстона, можно откалибровать вторичный эталон и обеспечить точность порядка миллионных долей.

Отметим некоторые ограничения, которые не позволяют получать при аналоговых измерениях такую же высокую точность, как и при измерении временных интервалов. Аналоговые измерения основаны на физических свойствах, таких, как электрохимические потенциалы, напряжение пробоя и сопротивление, а все они зависят от температуры и от времени. Побочные эффекты, такие, как шум Джонсона и шум $1/f$, токи утечки и термоэлектрические потенциалы (эффект термопары), усложняют измерения. Для того чтобы измерить напряжение с точностью, сравнимой с точностью классических измерений времени и частоты, для напряжения 1 В нужно обеспечить точность порядка пиковольт. На основании этого не следует делать вывод, что аналоговые методы никуда не годятся, просто в области времени/частоты достигается невероятно высокая точность. На практике по возможности следует отдавать предпочтение преобразованию время/частота и соответствующим измерениям, а не измерениям напряжения/сопротивления.

МЕТОДЫ СУЖЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

15.12. Отношение сигнал/шум

До настоящего момента мы говорили о различных количественных величинах, которые можно обнаружить, о том, как можно их измерить, и о том, на какие компромиссы приходится идти. К счастью или несчастью, чаще всего случается так, что сигналы, которые нужно измерить, перемешаны с шумами или помехами настолько сильно, что их даже

трудно увидеть на осциллографе. В тех случаях, когда шумы не создают проблем, обнаружение сигнала может быть затруднено его собственной статистической природой, например при наблюдении за распадом ядер в слабом источнике радиоактивности за минуту на счетчик поступает всего несколько импульсов. И наконец, в том случае, когда сигнал обнаруживается нормально, может возникнуть необходимость усилить его для того, чтобы выполнить более точные измерения. Во всех перечисленных случаях необходимо принять меры для улучшения отношения сигнал/шум; как вы увидите, все приемы направлены на то, чтобы сузить ширину полосы пропускания при обнаружении и сохранить тем самым нужный сигнал, сократив одновременно общее количество принимаемых шумовых сигналов.

Первое, что приходит на ум при разговоре о сужении полосы пропускания, – это использовать на выходе простой фильтр НЧ для усреднения шума. В некоторых случаях этот прием может оказаться полезным, но в большинстве случаев толку от него будет мало по двум причинам. Во-первых, сам сигнал может включать в себя некоторые высокочастотные составляющие или его центральная частота может лежать в области высоких частот. Во-вторых, даже если сигнал на самом деле изменяется медленно или является статичным, никуда не денешься от того, что плотность шумового сигнала определяется величиной $1/f$, а значит, сужение полосы пропускания и исключение из нее высокочастотных составляющих большой пользы не принесут. Электронные и физические системы требуют к себе особого подхода.

Известно несколько методов сужения полосы пропускания, которые получили широкое распространение на практике. Эти методы имеют следующие названия: усреднение сигнала, переходное усреднение, метод интегрирования, многоканальное уплотнение, амплитудный анализ импульсов, детектирование с захватом, фазовое детектирование. Все эти методы предполагают, что сигнал является периодическим; это условие не создает трудностей, так как почти всегда сигнал можно сделать периодическим. Каким же образом производят сужение полосы пропускания?

15.13. Усреднение сигнала и многоканальное усреднение

Отношение сигнал/шум можно существенно улучшить, если просуммировать повторяющийся сигнал во времени. Этот процесс принято называть «усреднением сигнала» и его часто используют для аналоговых сигналов. Рассмотрим сначала ситуацию, которая, может быть, не очень похожа на реальную, а именно последовательность импульсов, скорость которых пропорциональна изменению амплитуды некоторого колебания во времени. Мы начинаем с этого примера, так как с ним связаны наиболее простые расчеты. На самом деле такие примеры встречаются и в жизни, они характерны, например, для электронных систем, предназначенных для подсчетов импульсов, – детекторы элементарных частиц или фотоумножители для низких уровней света.

Многоканальные счетчики (уплотнители). Мы начинаем с многоканального уплотнения, так как этот метод лежит в основе всех остальных и, кроме того, с ним связаны простые и понятные количественные соотношения. Многоканальный счетчик-уплотнитель – это аппаратное средство, которое включает в себя набор запоминающих регистров (обычно 1024 или больше), каждый из которых может хранить число, значение которого может достигать миллиона (20 двоичных разрядов или 24 разряда при двоично-десятичном представлении) или около того. На вход многоканального уплотнителя поступают импульсы (или аналоговые напряжения, о которых речь пойдет позже); дополнительно на него поступает сигнал (импульс) выборки канала и многоразрядный адрес канала в виде параллельного кода. Всякий раз, когда появляется входной импульс, уплотнитель увеличивает на единицу содержимое памяти канала, к которому в этот момент

производится обращение. Дополнительные входы позволяют производить сброс адреса, очистку памяти и т. п.

Для того чтобы можно было использовать многоканальный уплотнитель, необходимо, чтобы сигнал повторялся через некоторый интервал времени. Предположим, что наблюдаемое явление само по себе периодично и период равен T; хотя в большинстве случаев периодичность приходится организовывать собственными усилиями, в жизни все-таки можно найти примеры строго периодических явлений, например излучение света пульсаром. Допустим, что на вход поступают импульсы со скоростью, пропорциональной изменению сигнала во времени, и фоновые шумовые импульсы с высокой скоростью, т. е. импульсы, случайно распределенные во времени (это предположение снова вполне справедливо для пульсаров, сигналы от которых смешиваются со светом ночного неба). Посылая синхроимпульсы на входы выборки и сброса каналов, мы создаем такой режим работы, при котором многоканальный уплотнитель подключается к каждому из 1024 каналов один раз за каждые T секунд и при каждом обращении в память каналов добавляется новая величина (сигнал плюс шум). С течением времени сигнал будет увеличивать содержимое памяти по всем каналам, так как время прохода через весь набор каналов выбрано таким, что оно совпадает с периодом исследуемого сигнала. Следовательно, сигнал добавляется сам к себе и увеличивает накопленную сумму при каждом повторении.

Определение отношения сигнал/шум. Рассмотрим, что же происходит. Пусть скорость фоновых импульсов такова, что при каждом подключении к сумме в каждом канале добавляется величина $n_ф$, а сигнал добавляет величину $n_с$ в тех каналах, на которые приходятся его пики (рис. 15.34). Допустим, что отношение сигнал/шум является плохим, т. е. $n_с \ll n_ф$, а это значит, что большая часть накопленной суммы определяется шумом, а не сигналом. Если теперь изобразить содержимое памяти графически, то сигналу

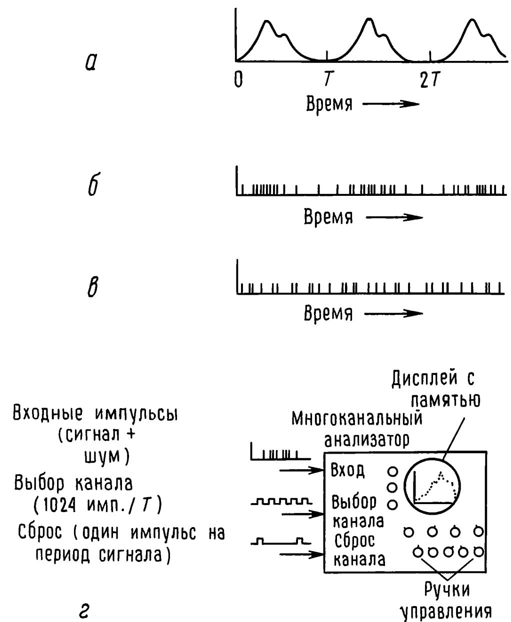


Рис. 15.34. Многоканальное усреднение сигнала (импульсный вход). *а* – «сигнал» (если аналоговое измерение возможно); *б* – отсчеты по сигналу (доказательство того, что число импульсов пропорционально амплитуде «сигнала»); *в* – фоновые отсчеты (доказательство того, что фоновые импульсы распределены случайно); *г* – за время одного прохода на интервале «всплеска» сигнала сигнал добавляет в среднем $n_с$ отсчетов; за время одного прохода на *любом* интервале фон добавляет в среднем $n_ф$ отсчетов.

будут соответствовать «всплески» на фоне шума. Можно ли считать, что число импульсов в канале сигнала должно быть сравнимо с числом импульсов шума в этом же канале? Нет, это предположение неверно, так как *средняя величина* суммы, обусловленной шумом, совершенно случайна; играет роль лишь величина *флуктуаций* этой суммы относительно среднего значения.

Следовательно, плохое отношение сигнал/шум на самом деле характеризуется соотношением $n_с \ll \sqrt{n_ф}$, которое означает, что в одном проходе по каналам сигнал нельзя отличить от шума, представленного на графике волнистой линией. Для простоты расчетов допустим, что $n_с = 10$ и $n_ф = 1000$. Тогда за один цикл работы предварительно сброшенный многоканальный уплотнитель накопит

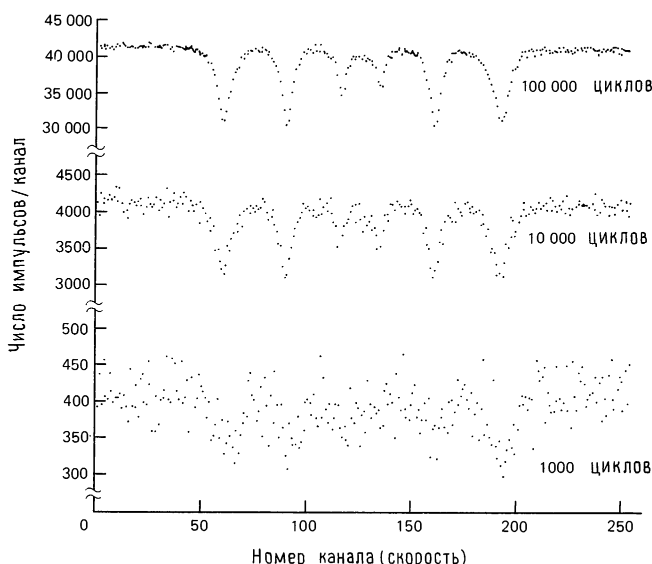


Рис. 15.35. Спектр поглощения Мессбауэра, иллюстрирующий эффект усреднения сигнала.

в каждом канале в среднем величину 1000, а в каналах, соответствующих пикам сигналов, будет присутствовать еще дополнительная величина 10. В связи с тем, что флуктуации в канале оцениваются величиной 31 (корень квадратный из 1000), то после первого цикла «всплеск» сигнала будет потерян на фоне шума. После, например, 1000 циклов средняя сумма в канале составит примерно 1 000 000, а флуктуации будут оцениваться величиной 1000. В каналах, соответствующих пикам сигналов, дополнительная сумма будет равна 10 000 (1000 циклов × 10 имп./цикл) для отношения сигнал/шум, равного 10. Отсюда видно, что сигнал будет выделяться на фоне шума.

Пример: резонанс Мессбауэра. Рис. 15.35 иллюстрирует результаты как раз такого анализа для резонансного сигнала Мессбауэра, состоящего из шести отрицательных выбросов, которые возникают, когда на железную фольгу, обогащенную изотопом железа-57, воздействует гамма-излучение от радиоактивного кобальта-57. В данном случае приблизительно $n_ф = 0{,}4$ и $n_с = 0{,}1$, что соответствует плохому отношению сигнал/шум. Сигнал Мессбауэра полностью теряется на фоне шума после 10 или 100 циклов уплотнения; он становится различимым лишь после примерно 1000 циклов. Приведенные результаты соответствуют 1000, 10 000 и 100 000 циклам, причем масштаб для каждого графика выбран так, чтобы величина сигнала сохранялась одинаковой. Обратите внимание, что «базовая ось» графика поднимается по мере того, как стабилизируется шум и одновременно заметно улучшается отношение сигнал/шум.

Нетрудно заметить, чем обусловлено увеличение отношения амплитуды сигнала к фоновым флуктуациям сигнала (шума) с течением времени. Амплитуда сигнала увеличивается пропорционально времени t; среднее число фоновых импульсов (базовая ось) также увеличивается пропорционально времени t, но при этом *флуктуации* в количестве импульсов фона (шум) увеличиваются только пропорционально корню квадратному из t. Следовательно, отношение сигнала к флуктуациям фона увеличивается как отношение t к корню квадратному из t. Иными словами, увеличение отношения сигнал/шум пропорционально корню квадратному из времени.

Многоканальный анализ аналоговых сигналов (усреднение сигнала). Тот же метод можно использовать и для анализа аналоговых сигналов, нужно всего лишь

подключить на вход преобразователь напряжения в частоту. В коммерческих схемах многоканальных уплотнителей часто бывает предусмотрена возможность задания аналогового или импульсного режима работы. Такие устройства часто называют усреднителями сигнала или переходными усреднителями. Одна из фирм (TMC) использовала для этих устройств название CAT (сокращение от английских слов computer of averged transients – вычислитель среднего значения поступающих сигналов), которое кое-где вошло в обиход.

Можно создать полностью аналоговый многоканальный уплотнитель, если для хранения накапливаемого сигнала использовать набор интеграторов. Наиболее простой интегратор представляет собой аналоговый усреднитель сигнала с единственным «скользящим каналом». Если учесть, что стоимость цифровой памяти в последнее десятилетие существенно уменьшилась, то оказывается, что нет смысла использовать аналоговые устройства для усреднения сигналов, за исключением, может быть, некоторых особых случаев.

Многоканальное уплотнение как средство сужения полосы пропускания. В начале нашего обсуждения мы предположили, что существует прямая связь между «магическими» методами улучшения отношения сигнал/шум и сужением полосы пропускания при измерениях. Эту связь нетрудно проследить. Представим себе, что на входе действует некоторый посторонний сигнал (помехи) с периодом T', который немного отличается от периода основного сигнала T. После нескольких циклов этот сигнал также начинает накапливаться, угрожая неприятностями. Но немного терпения, и вы увидите, что постепенно соответствующие ему всплески начинают «расползаться» и увеличивать содержимое счетчиков по всем каналам. Он распространится по всем каналам через время $t = 1/\Delta f$, где Δf – это разность частот $1/T = 1/T'$ основного и постороннего сигналов.

Упражнение 15.1. Получите этот результат сами.

Иными словами, накапливая данные в течение времени t (определяемого согласно приведенному выше выражению), можно добиться, чтобы посторонний сигнал равномерно распределился по всем каналам. Если взглянуть на полученный результат с другой точки зрения, то можно сказать, что ширина полосы измеряемых частот уменьшилась приблизительно на величину $\Delta f = 1/t$ после накопления данных в течение времени t. Итак, если проводить накопление, то ширина полосы пропускания уменьшится, а все посторонние сигналы будут исключены! На деле исключается также большая часть шума, так как он равномерно распределен по всем частотам. С этой точки зрения эффект многоканального уплотнения проявляется в сужении полосы принимаемых частот, при этом мощность принимаемого сигнала остается неизменной, а мощность шума заметно снижается.

А теперь выполним необходимые расчеты. Через время t ширина полосы пропускания уменьшается на величину $\Delta f = 1/t$. Если плотность мощности шума $p_ш$ составляет ватт на герц, а мощность сигнала P_c не изменяется в пределах измеряемой полосы частот, то через время t отношение сигнал/шум составит $k_{с/ш} = 10 \log (P_c t / p_ш)$. Чуть выше, рассматривая поведение сигнала и его флуктуаций, мы установили, что амплитуда сигнала пропорциональна корню квадратному из t (3 дБ на каждое удвоение t).

15.14. Получение периодического сигнала

В самом начале было упомянуто, что для всех методов усреднения сигнала необходимо, чтобы сигнал повторялся многократно, только тогда можно будет уменьшить отношение сигнал/шум. Так как в большинстве случаев приходится измерять периодические по своей природе функции, то обычно повторение сигнала вызывают принудительным путем. Для этого известно немало приемов, которые зависят от конкретных случаев измерений. Проще всего привести несколько приме-

ров, а не пытаться вывести правила для всех случаев жизни.

Измеряемую величину, которая зависит от некоторого внешнего параметра, очень просто сделать периодической – для этого нужно сделать изменяемым этот внешний параметр. Рассмотрим ядерный магнитный резонанс. Резонансная частота изменяется по линейному закону под воздействием приложенного поля, поэтому используют следующий стандартный прием – модулируют ток в небольшой дополнительной обмотке. В случае резонанса Мессбауэра изменяется интенсивность источника. В случае квадрупольного резонанса можно произвести развертку генератора.

В других случаях можно использовать собственный явно выраженный переходный процесс, а запуск производить внешним сигналом. Классическим примером служит импульс деполяризации в нервном волокне. Для того чтобы получить чистый импульс такого рода, нужно просто возбудить нерв внешним импульсом напряжения и одновременно запустить многоканальный уплотнитель (или произвести «упреждающий» запуск уплотнителя, а затем возбудить нерв задержанным импульсом); в этом случае период повторения устанавливается достаточно большим для того, чтобы перед приходом следующего импульса полностью завершилось восстановление нерва. Последний пример дает наглядное представление о том, что источником информации для усреднения сигнала служит повторяющееся явление; если подопытная лягушка отправилась на небеса, то чему бы ни было равно отношение сигнал/шум его уже не измерить!

Следует отметить, что те явления, в которых наблюдается явно выраженная собственная периодичность, на самом деле труднее всего измерить, так как нужно точно знать, чему равен период. В качестве примера рассмотрим «световую кривую» (зависимость яркости от времени), которая представлена на рис. 15.36. Эта кривая получена с помощью многоканального уплотнителя, подключенного к выходу фотоумножителя, установленного в фокусе 60-дюймового телескопа, и работающего совершенно синхронно с вращением пульсара. Даже при наличии телескопа такого размера требовалось в среднем около 5 млн. циклов для получения такой чистой кривой, так как среднее число фотонов для каждого полного импульса пульсара приблизительно равно 1. Такая малая величина периода предъявляет очень высокие требования к схеме переключения каналов уплотнителя, в данном случае требовалась стабильность порядка одной мил-

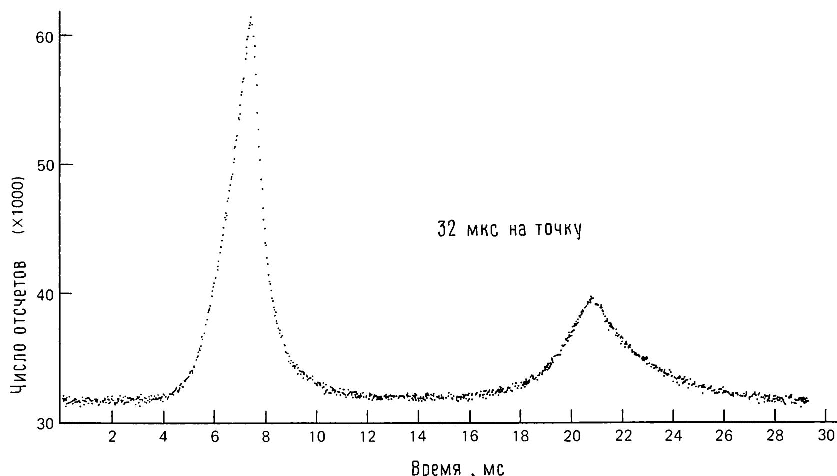


Рис. 15.36. Зависимость яркости пульсара Крабовидной туманности от времени (световая кривая).

лиардной доли и предусматривалась подстройка часов для компенсации неравномерности вращения Земли.

Стоит еще раз подчеркнуть, что суть метода усреднения сигналов состоит в сужении полосы пропускания, а для этого продолжительность эксперимента должна быть большой. По горизонтальной оси откладывается время эксперимента; конкретная скорость сканирования или модуляции обычно большого значения не имеет, так как она достаточно далека от величины $1/f$, характерной для шума вблизи частот постоянного тока. Модуляцию можно представить себе как простой сдвиг сигнала, который необходимо измерить, из области частот постоянного тока в область модулирующей частоты. Эффект длительного накопления данных сводится в этом случае к концентрированию полосы шириной $\Delta f = 1/T$ на частоте $f_{\text{мод}}$, а не к смещению ее в область частот постоянного тока.

15.15. Обнаружение путем захвата

Этот метод достаточно сложен для понимания. Для того чтобы разобраться с ним, необходимо уделить немного внимания фазовому детектору, который мы первоначально рассмотрели в разд. 9.27.

Фазовые детекторы. В разд. 9.27 мы описали фазовый детектор, выходное напряжение которого пропорционально разности фаз между двумя цифровыми сигналами (логическими уровнями). Для того чтобы перейти к обнаружению путем захвата, необходимо познакомиться с линейными фазовыми детекторами, так как почти всегда приходится иметь дело с аналоговыми уровнями напряжения.

Основная схема представлена на рис. 15.37. Аналоговый сигнал проходит через линейный усилитель, знак коэффициента усиления которого изменяется на противоположный под воздействием прямоугольного опорного сигнала, управляющего переключателем на полевом транзисторе. Выходной сигнал проходит через RC-фильтр низких частот. Вот и все, о чем можно здесь сказать. Посмотрим, что же это нам дает.

Выход фазового детектора. Для того чтобы проанализировать работу фазового детектора, допустим, что на вход подается сигнал $E_c \cos(\omega t + \varphi)$ и соответствующий ему опорный сигнал представляет собой прямоугольное колебание. В тех точках, где функция $\sin \omega t$ проходит через нуль, происходит изменение полярности прямоугольного колебания, т.е. в точках $t = 0$, π/ω, $2\pi/\omega$ и т.д. Предположим далее, что мы усредняем выходной сигнал $U_{\text{вых}}$, пропуская его через фильтр низких частот, постоянная времени которого превышает величину одного периода $\tau = RC \gg T = 2\pi/\omega$. Тогда выход фильтра низких частот описывается следующим выражением:

$$\langle E_c \cos(\omega t + \phi)\rangle\Big|_0^{\pi/\omega} - \langle E_c \cos(\omega t + \phi)\rangle\Big|_{\pi/\omega}^{2\pi/\omega},$$

где скобки $\langle\,\rangle$ использованы для представления среднего значения, а знак «ми-

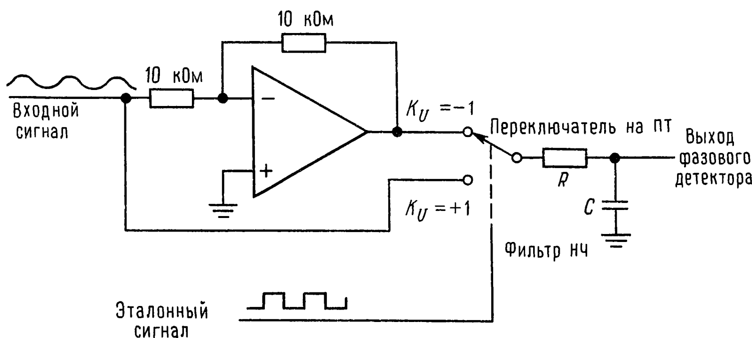


Рис. 15.37. Фазовый детектор для линейных входных сигналов. Эта принципиальная схема использована в микросхеме AD630.

нус» объясняется тем, что в двух половинах периода сигнала $U_{оп}$ коэффициент усиления имеет противоположные знаки. В качестве упражнения можете показать, что

$$\langle U_{вых} \rangle = -(2E_с/\pi)\sin\phi.$$

Упражнение 15.2. Получите выражение для коэффициента усиления, равного единице. Для нахождения средних значений выполните интегрирование.

Полученный результат позволяет сделать следующий вывод: для входного сигнала, имеющего такую же частоту, что и опорный сигнал, усредненный выходной сигнал пропорционален амплитуде $E_с$ и синусу относительного сдвига фазы.

Прежде чем идти дальше, нам нужно получить еще один результат: каким будет выходное напряжение в случае, когда частота входного сигнала близка (но не равна) частоте опорного сигнала? Ответить на этот вопрос нетрудно, используя предыдущие выражения и приняв, что теперь величина ϕ есть медленно меняющаяся переменная. При частоте, слегка отличающейся от опорной (на $\Delta\omega$), имеем

$$\cos(\omega + \Delta\omega)t = \cos(\omega t + \phi); \quad \phi = t\Delta\omega.$$

Теперь выходной сигнал представляет собой медленно меняющуюся синусоиду:

$$U_{вых} = (2E_с/\pi)\sin(\Delta\omega)t,$$

которая проходит через фильтр НЧ почти без изменений при условии, что $\Delta\omega < 1/\tau = 1/RC$, и значительно ослабляется при условии, что $\omega < 1/\tau$.

Метод захвата. Теперь для увеличения чувствительности введем так называемый усилитель захвата (фазочувствительный усилитель). Сначала искусственно создадим слабый периодический сигнал, как обсуждалось выше, взяв его частоту вблизи 100 Гц. Этот слабый сигнал, засоренный шумами, усилим и продетектируем по фазе относительно сигнала модуляции. Рассмотрим рис. 15.38. Будем проводить опыт при «двойном управлении» сигналом: во-первых, должна быть быстрая модуляция, которая нужна для фазового детектирования, и, во-вторых, медленная развертка по интересующим нас параметрам сигнала (при ядерном магнитном резонансе, например, для быстрой модуляции можно использовать модуляцию магнитного поля небольшим сигналом с частотой 100 Гц, а для медленной – использовать 10-минутную развертку, охватывающую все резонансы). Фазосдвигающая цепь отрегулирована так, чтобы выходной сигнал был максимальным, а постоянная времени фильтра низких частот имеет достаточно большое значение, которое выбирается с учетом отношения сигнал/шум. Спад характеристики фильтра низких частот определяет ширину полосы пропускания, например если сопрягающая частота равна 1 Гц, то схема будет пропускать посторонние сигналы и шум, частота которых лежит в пределе

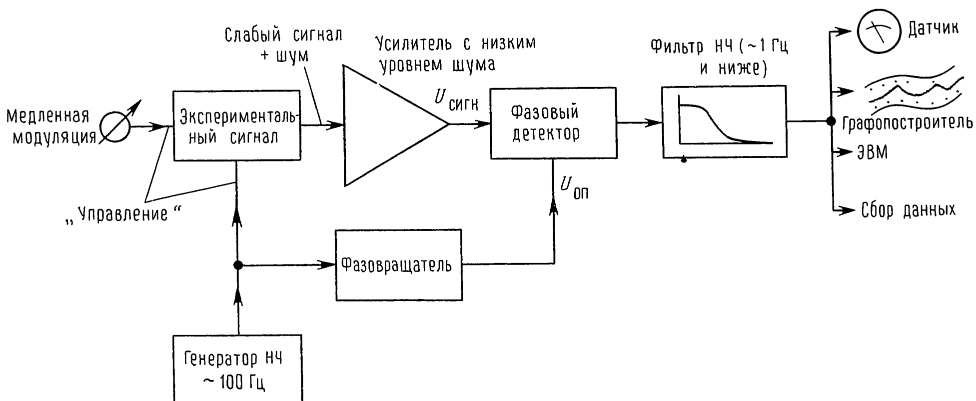


Рис. 15.38. Обнаружение путем захвата.

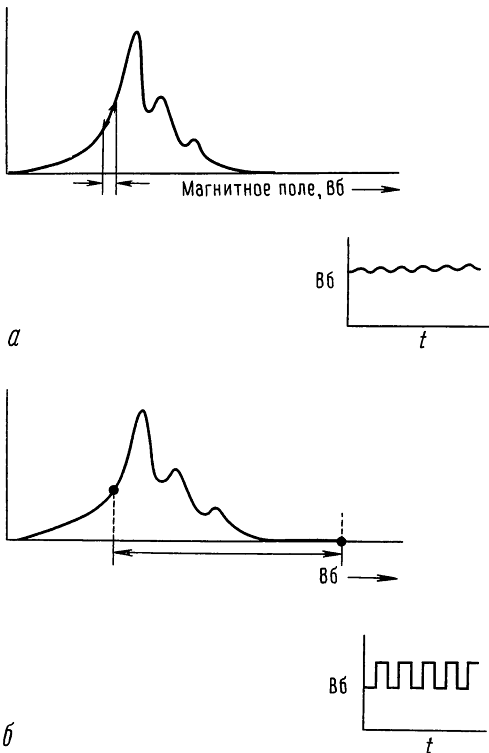


Рис. 15.39. Методы модуляции при захвате. *а* – малый синусоидальный сигнал модуляции; *б* – большой прямоугольный сигнал модуляции.

1 Гц относительно частоты исследуемого сигнала (100 ± 1 Гц). Ширина полосы пропускания ограничивает также скорость медленной модуляции, так как нет смысла устанавливать для развертки более короткое время, чем время отклика фильтра. Обычно величина постоянной времени лежит в пределах от долей секунды до десятков секунд, и часто для медленной модуляции используют часовой механизм, которым управляют с помощью выведенной куда-нибудь ручки.

Обратите внимание, что обнаружение путем захвата фазы сводится к сужению полосы пропускания, причем ширину полосы пропускания устанавливает оконечный фильтр НЧ. Как и в случае с усреднением сигнала, эффект модуляции заключается в центрировании сигнала на частоте быстрой модуляции, а не на частоте постоянного тока, при этом удается устранить шумы с фактором $1/f$ (фликкер-шум, дрейф, дребезг и т. п.).

Два метода быстрой модуляции. Существуют два способа быстрой модуляции: в качестве модулирующего колебания можно использовать очень слабое синусоидальное колебание или очень сильное, по сравнению с искомым сигналом, прямоугольное колебание; их иллюстрирует рис. 15.39. В первом случае выходной сигнал фазового детектора пропорционален наклону сигнала (т. е. его производной), а во втором случае – сигналу (при условии, что нет других спектральных линий, связанных с модулирующим колебанием). По этой причине все эти простые резонансные кривые, наблюдаемые при ядерном магнитном резонансе, выглядят как дисперсионные кривые (рис. 15.40).

При модуляции прямоугольным колебанием с большим фазовым сдвигом существует хороший метод подавления сигнала прямого прохождения, применяемый в тех случаях, когда это явление создает трудности в работе. На рис. 15.41 показано модулирующее колебание. Сдвиги выше и ниже центрального значения уничтожают сигнал и создают модуляцию типа «включен/выключен» на *удвоенной* частоте по отношению к основной несущей. Этот метод предназначен для специальных случаев и не следует прибегать к нему ради красоты.

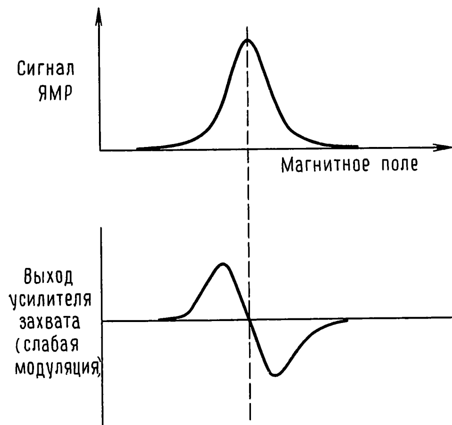


Рис. 15.40. Дифференцирование сигнала при обнаружении путем захвата.

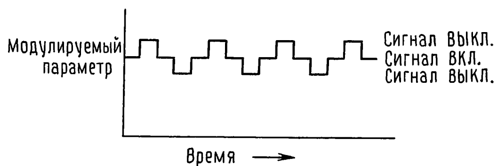


Рис. 15.41. Схема модуляции для подавления сигнала прямого прохождения.

Модуляцию с прямоугольными колебаниями большой амплитуды очень часто используют в инфракрасной астрономии, где для переключения изображения инфракрасного источника приводят в движение вторичные зеркала телескопа. Этот метод популярен также в радиоастрономии и известен здесь под названием переключений Дикке.

Промышленные усилители с захватом имеют источники модулирующих колебаний с перестраиваемой частотой, следящий фильтр, оконечный фильтр с коммутируемой постоянной времени, высококачественный усилитель с низким уровнем шума и широким динамическим диапазоном (если бы шум не имел значения, то не нужно было бы и использовать обнаружение с захватом), а также линейный фазовый детектор с хорошими характеристиками. Кроме того, они допускают возможность использования внешнего источника модуляции. С помощью ручки можно регулировать фазовый сдвиг, следовательно имеется возможность максимально увеличить обнаруженный сигнал. Весь прибор заключают в красивый корпус, на котором имеется шкала для считывания выходного сигнала. Обычно цена этих приборов составляет несколько тысяч долларов. Их производят такие фирмы, как EG&G Princeton Applied Research, Ithaco и Stanford Research Systems. Бортовые компоненты среди прочих производит фирма Evans Electronics.

Для того чтобы наглядно продемонстрировать возможности метода захвата фазы, мы обычно показываем студентам такой эксперимент. Мы используем захват фазы для выделения модулированного сигнала от небольшого светодиода, подобного тем, которые используют для индикации на панелях приборов. Частота модуляции имеет порядок несколько килогерц. Ток очень мал, и свечение диода при нормальном комнатном освещении можно заметить с трудом. На расстоянии около 2 м установлен фототранзистор, направленный в сторону светодиода, а его выход подается на схему захвата фазы. Если свет в комнате выключить, то с фототранзистора на частоте модуляции будет сниматься очень слабый сигнал (смешанный с шумами), который легко обнаруживает схема захвата при условии, что постоянная времени равна нескольким секундам. Затем мы выключаем свет в комнате (флуоресцентное освещение), и в тот же момент фототранзистор начинает формировать колебания с частотой 120 Гц, амплитуда которых больше примерно на 50 дБ. Теперь с помощью осциллографа обнаружить сигнал от светодиода невозможно, а схема захвата спокойно обнаруживает этот сигнал. Для того чтобы убедиться, что схема действительно работает, достаточно поместить руку между светодиодом и детектором. Впечатление огромное!

15.16. Амплитудный анализ импульсов

Работа анализатора амплитуды импульсов основана на простом расширении принципа работы многоканального уплотнителя; этот прибор играет важную роль в ядерной и радиационной физике. Идея метода на редкость проста: импульсы, амплитуды которых лежат в некотором диапазоне, поступают на вход схемы пикового детектора с АЦП, которая преобразует относительную амплитуду импульса в адрес канала. Многоканальный уплотнитель затем наращивает выбранный адрес на единицу. В результате получаем график, который представляет собой гистограмму амплитуд импульсов. Вот и вся хитрость.

Широкое распространение анализаторов амплитуд импульсов обусловлено тем, что величина выходных импульсов многих датчиков заряженных частиц,

рентгеновского и гамма-излучения пропорциональна энергии излучения, воспринятого датчиком (примером могут служить пропорциональные счетчики, детекторы на твердом теле, детекторы с поверхностным барьером, сцинтилляторы, рассмотренные в разд. 15.07). Таким образом, анализатор амплитуды импульсов преобразует выход детектора в энергетический спектр.

Анализаторы амплитуды импульсов обычно разрабатывались как специальные приборы, в состав которых входили интегральные схемы и отдельные дискретные компоненты. В настоящее время все более широко стали использовать мини-компьютеры и быстродействующие АЦП с импульсным входом. При этом в вашем распоряжении оказываются разнообразные полезные для дела аппаратные и программные возможности ЭВМ, такие, как вычитание фоновых сигналов, энергетическая калибровка и идентификация линий, память на дисках и лентах, управление экспериментом в интерактивном режиме. Это устройство заставляет микролуч потока протонов сканировать образец в двумерной плоскости, обнаруживает появившиеся рентгеновские лучи, сортирует их по химическим элементам и запоминает картину распределения по каждому элементу в образце; одновременно вы имеете возможность наблюдать рентгеновский спектр и само формирование картины распределения. Всем процессом управляет анализатор амплитуды импульсов, который и не подозревает, что на самом деле он представляет собой ЭВМ.

На входе анализатора амплитуды импульсов используется АЦП, с которым связана одна интересная особенность этой системы. Оказывается, что в данном случае нельзя использовать АЦП с последовательными приближениями, несмотря на его высокую скорость. Это связано с тем, что вы не сможете добиться точного равенства ширины каналов, плавная последовательность входных сигналов излучения даст волнистую базовую линию. Во всех анализаторах амплитуды импульсов используют так называемый преобразователь Уилкинсона, принцип работы которого основан на преобразовании входного сигнала с единственным углом наклона – входной импульс заряжает конденсатор, который затем разряжается постоянным током, а во время разряда быстродействующий счетчик (обычно используется частота 200 МГц) подсчитывает адрес. Недостаток такого анализатора состоит в наличии «мертвой зоны», величина которой зависит от амплитуды последнего импульса, а его достоинство – в точном равенстве ширины каналов.

Входы многих анализаторов амплитуды импульсов позволяют использовать эти устройства в качестве многоканальных уплотнителей. А почему бы и нет? Все необходимые элементы здесь в наличии. Среди крупных производителей анализаторов амплитуды импульсов такие фирмы, как Canberra, EG&G, Nuclear Data и Tractor – Nothern.

15.17. Преобразователи времени в амплитуду

В ядерной физике приходится определять распределение времени распада частиц с коротким временем жизни. Эту задачу помогает решить времяамплитудный преобразователь (ВАП), подключаемый на входе анализатора амплитуды импульсов. ВАП запускает генератор линейно-изменяющегося сигнала, когда на один из его входов приходит импульс, и останавливает его, когда импульс появляется на другом входе, при этом происходит разряд конденсатора и формируется выходной импульс, пропорциональный интервалу времени между импульсами запуска и останова. Достигаемое при этом разрешение измеряется в пикосекундах. Рис. 15.42 иллюстрирует измерение продолжительности жизни мюона, выполненное студентом путем определения времени задержки между захватом мюона космического излучения сцинтиллятором и его последующим распадом. Каждое обрабатываемое событие сопровождается вспышкой света, а ВАП используется для преобразования интервалов времени в им-

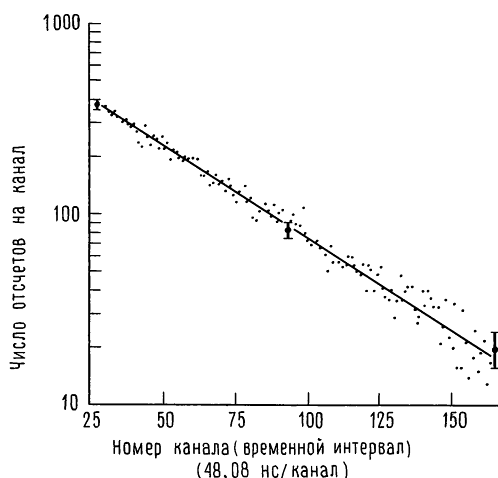


Рис. 15.42. Измерение продолжительности жизни мюона на основе спектра временных интервалов (преобразователь времени в амплитуду + амплитудный анализатор импульсов).

пульсы. В приборе нашего студента распад космического мюона происходил в среднем один раз в 1 мин, поэтому для того, чтобы установить, что продолжительность жизни составляет 2,198 ± 0,02 мкс, ему пришлось потратить 18 дней (более точным является значение 2,197134 ± 0,00008 мкс). Обратите внимание на использование логарифмического масштаба для построения графика и на систематическое уменьшение ошибки, пропорциональной $n^{1/2}$ (ошибки счета). Изображенный график соответствует распаду, который описывается выражением $n(t) = n_0 \exp(-t/\tau)$.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

15.18. Анализаторы спектра

На практике, особенно в диапазоне радиочастот, широко используют прибор, называемый анализатором спектра. Это устройство формирует изображение на осциллографе в координатах *XY*, причем координата *Y* представляет интенсивность сигнала (обычно используется логарифмический масштаб, т. е. децибеллы), а координата *X* служит для представления частоты. Иначе говоря, анализатор спектра позволяет рассматривать *частотную область* и строить график зависимости значения входного сигнала от частот. Можно также считать, что производится разложение входного колебания на гармонические составляющие (если вы имеете представление о таком разложении), или можно рассматривать график как отклик, который получается при настройке высококачественного приемника (имеет широкий динамический диапазон, высокую стабильность и чувствительность) в частотном диапазоне. Эта возможность очень полезна при анализе модулированных сигналов, изучении результатов взаимной модуляции составляющих сложных сигналов и искажений, анализе шума и сдвигов, при точных измерениях частоты слабых сигналов в присутствии более сильных сигналов и при выполнении множества других измерений.

Существуют две основные разновидности анализаторов спектра: с разверткой частоты и с реальным масштабом времени. Анализаторы с разверткой частоты распространены наиболее широко, и принцип их работы иллюстрирует рис. 15.43. Схема представляет собой аналог супергетеродинного приемника (см. разд. 13.16) с локальным генератором (ЛГ), для развертки которого используется пилообразное колебание, сгенерированное внутри схемы. По мере того как производится развертка частоты ЛГ, результаты ее смешения с различными входными частотами поступают на усилитель ПЧ и затем на фильтр. Например, представим, что для анализатора спектра промежуточная частота составляет 200 МГц, а частоту ЛГ можно разворачивать в диапазоне от 200 до 300 МГц. Когда частота ЛГ равна 210 МГц, входной сигнал с частотой 10 МГц (± ширина полосы пропускания фильтра ПЧ) проходит на детектор и создает напряжение вертикального отклонения на осциллографе. Сигналы с частотой 410 МГц (с «зеркальной» частотой) также будут проходить через эту цепочку, поэтому на входе установлен фильтр НЧ. В любой момент времени детектируются входные частоты, лежащие ниже частоты ЛГ на 200 МГц.

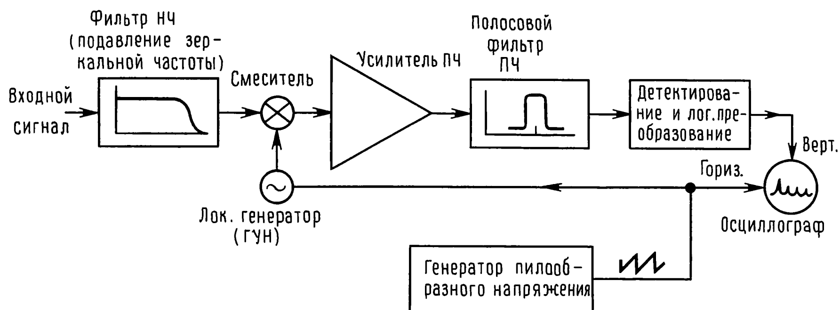


Рис. 15.43. Анализатор спектра на основе локального генератора с разверткой.

Реальные анализаторы спектра обладают большой гибкостью в отношении частоты развертки, центральной частоты, ширины полосы пропускания фильтра, масштаба изображения и т. д. Обычно диапазон входной частоты охватывает значения от герц до гигагерц, а избираемая полоса частот может иметь ширину от герц до мегагерц. Кроме того, в сложных современных анализаторах спектра предусмотрены такие возможности, как калибровка амплитуды, запоминание спектров для предотвращения мерцания при развертке, дополнительная память для выполнения сравнения и нормализации и отображение на экране цифровой информации. Эти замечательные анализаторы спектра позволяют рассматривать изменение фазы относительно частоты, формировать частотные маркеры, программировать работу от микропроцессорной шины IEEE 488, а также включать следящие генераторы (для работы в увеличенном динамическом диапазоне), выполнять прецизионные измерения частоты в спектре, генерировать напряжения шумов для возбуждения исследуемых систем и даже выполнять усреднение сигнала (что особенно полезно при наличии шума).

Отметим, что анализатор спектра с разверткой частоты рассматривает в каждый момент времени только одну частоту и генерирует полный спектр путем развертки во времени. Иногда это может создавать большие неудобства, например при исследовании переходных процессов. Кроме того, при работе с узкой полосой пропускания скорость развертки должна быть небольшой. И наконец, в каждый момент времени используется только небольшая часть входного сигнала.

Эти недостатки анализаторов спектра с разверткой частоты устранены в анализаторах спектра, работающих в реальном времени. Здесь также существует несколько подходов. Один громоздкий метод основан на использовании набора узкополосных фильтров, которые позволяют выделять различные частоты диапазона одновременно. В последнее время большую популярность приобретают сложные анализаторы, основанные на методах цифрового анализа Фурье (в частности, используется известное быстрое преобразование Фурье). Эти приборы преобразуют аналоговый входной сигнал (после смешения и других процедур) в числа с помощью быстродействующего аналого-цифрового преобразователя. Затем специализированная вычислительная машина осуществляет соответствующие операции и формирует цифровой частотный спектр. Этот метод позволяет обрабатывать все частоты одновременно, в связи с этим он обладает очень высокой чувствительностью и высоким быстродействием и его можно использовать для анализа переходных процессов. Он особенно полезен при анализе тех сигналов, для которых быстродействие анализаторов спектра с разверткой частоты оказывается слишком низким. Кроме того, он позволяет выделить корреляцию между сигналами. В связи с тем что результаты представляются в цифровом

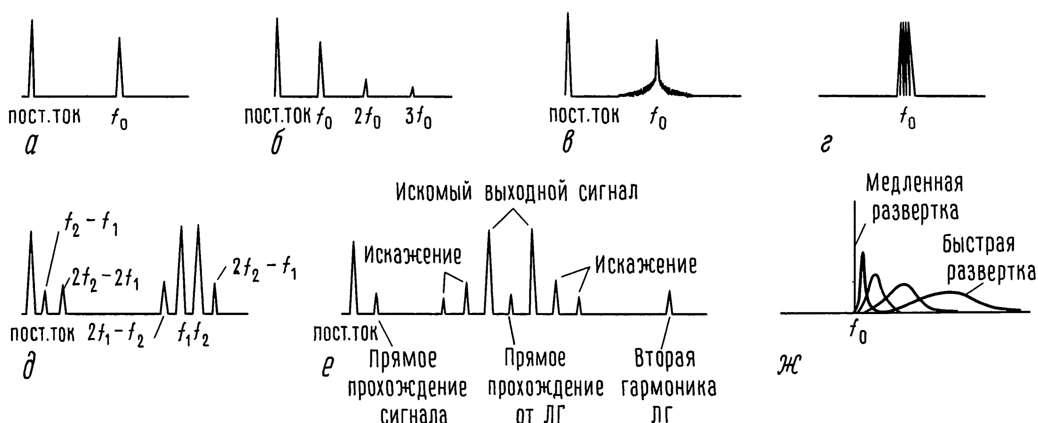


Рис. 15.44. Спектры, полученные с помощью анализатора спектра.

виде, естественно в полной мере использовать усреднение сигналов, и эта возможность заложена в некоторых приборах, предназначенных для широкого применения.

Следует отметить, что цифровые анализаторы спектра имеют ограничения по скорости вычислений и обладают *гораздо* более узкой полосой пропускания, чем радиочастотные анализаторы спектра (ЛГ с разверткой частоты). Например, популярный анализатор типа 3561А фирмы HP работает на частотах от 125 мкГц до 100 кГц. Конечно, можно сделать так, чтобы анализатор работал с полосой 100 кГц, отцентрированной на более высокой частоте – преобразование этой полосы к более низкой частоте выполняется с помощью гетеродина.

В некоторых анализаторах спектра, работающих в реальном времени, используют так называемое импульсное Z-преобразование. Для этого метода в анализаторе с разверткой (рис. 15.43) полосовой фильтр ПЧ заменяют диспергирующим фильтром (в котором время задержки пропорционально частоте). При согласовании скорости развертки ЛГ с дисперсией фильтра на выходе будет получена картина, очень похожая на ту, которую дает спектроанализатор с разверткой на частоте, – линейная развертка частоты по времени. Однако в отличие от анализатора с разверткой эта схема собирает сигналы по всей ширине полосы пропускания. Еще один интересный пример анализатора спектра, работающего в реальном времени, представляет собой ячейка Брэгга (или «акустико-оптический спектрометр»), в которой сигнал промежуточной частоты используется для генерации акустических колебаний в прозрачном кристалле. Эти деформации дифрагируют лазерный луч и формируют частотный спектр в реальном масштабе времени в виде зависимости интенсивности света от местоположения. Схему анализатора завершает решетка фотодетекторов на выходе. Брэгговские спектрометры используют в радиоастрономии. Типовой прибор имеет полосу пропускания шириной 2 ГГц, которая распределяется по 16 000 каналам, ширина полосы пропускания каждого составляет 125 кГц. При выборе типа анализатора спектра следует решить, какие параметры имеют для вас решающее значение – ширина полосы пропускания, разрешающая способность, линейность или динамический диапазон.

На рис. 15.44 представлены радиочастотные спектры, полученные с помощью анализатора спектра, который должен понравиться тем, кто имеет дело с частотами выше 1 МГц. Четыре первых спектра представляют генераторы: α формирует чистые синусоидальные колебания, *б* имеет искажения (на что указывают

гармонические колебания, *в* характеризуется наличием шумов по краям спектра и *г* обладает некоторой частотной нестабильностью (дрейфовая или остаточная ЧМ). Можно измерить составляющие внутренней модуляции, как на примере *д*, где частоты внутренней модуляции второго, третьего и четвертого порядка видны на выходе усилителя, на которой подается тестовый «двухтоновый» сигнал, состоящий из чистых синусоидальных колебаний с частотами f_1 и f_2. И наконец, пример *е* иллюстрирует необычное поведение смесителя с двойной балансировкой; наблюдается наводка как от ЛГ, так и от входного сигнала, помимо того, сказывается искажение на частотах ($f_{лг} \pm 2f_c$, $f_{лг} \pm 3f_c$). Этот спектр на самом деле может характеризовать вполне приемлемую работу смесителя в зависимости от масштаба, выбранного для вертикальной оси. Анализаторы спектра разрабатывают с очень большим динамическим диапазоном (составляющие внутренних искажений ослабляются на 70 дБ, а при наличии предварительной избирательной схемы – на 100 дБ), благодаря чему можно наблюдать недостатки даже очень хороших схем.

Пример *ж* на рис. 15.44 показывает, что произойдет, если слишком быстро производить развертку ЛГ в анализаторе с разверткой. Если развертка ЛГ такова, что сигнал проходит через полосу пропускания фильтра Δf за более короткое время, чем $\Delta t \approx 1/\Delta f$, то его частотный спектр расширится примерно на $\Delta f' = 1/\Delta t$.

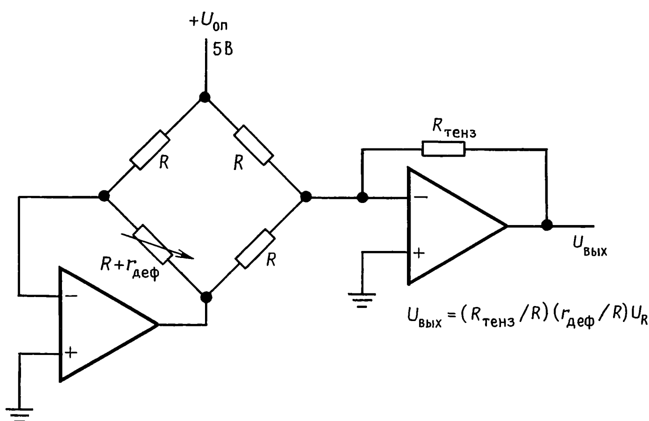
15.19. Автономный спектральный анализ

Быстрое преобразование Фурье, использованное применительно к цифровым данным, полученным на основании эксперимента, представляет собой мощный метод анализа сигналов и особенно распознавания слабых сигналов с ярко выраженной периодичностью на фоне посторонних сигналов и шумов или же обнаружения дрожания и колебаний. Например, метод быстрого преобразования Фурье использовали для обнаружения пульсаров, анализа сигналов в звуковом диапазоне частот, увеличения разрешения астрономических наблюдений, для поиска сигналов от внеземных цивилизаций. В последнем случае усилитель на полевых транзисторах (GaAs), подключенный к приемнику диаметром 84 фута, управляет гетеродинным приемником, в котором подвергается анализу (в реальном масштабе времени) полоса шириной 400 кГц. Сигнал подается одновременно на 8 млн. каналов с полосой 0,05 Гц. Цифровой анализатор спектра систоит из 20 000 ИС и полмиллиона твердых переходов (сделанных вручную). За 20 с он обнаруживает узкополосные сигналы, которые на 60 дБ слабее, чем шум приемника. А это соответствует потоку радиоволн, имеющему полную мощность менее 1 нВт и огибающему весь земной шар!

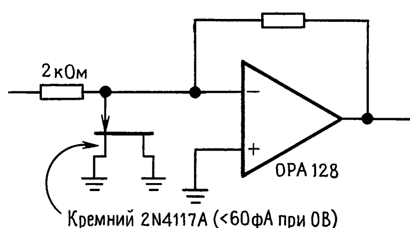
СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

15.20. Идеи схем

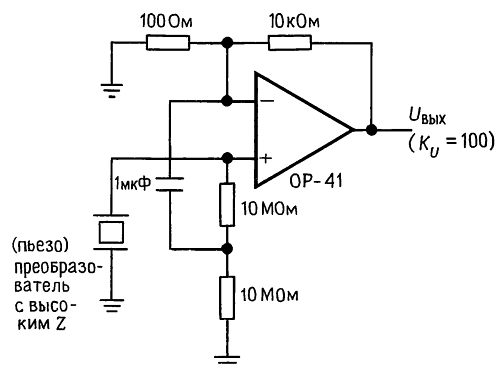
На рис. 15.45 собраны схемы, которые могут быть полезны при измерениях и в задачах управления.



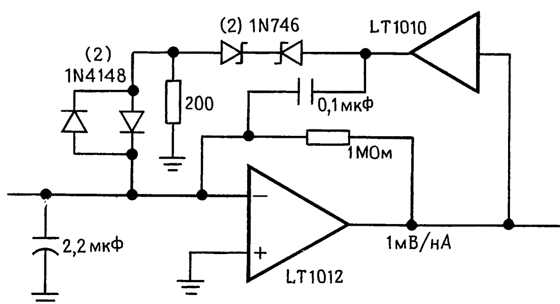
а



в

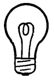


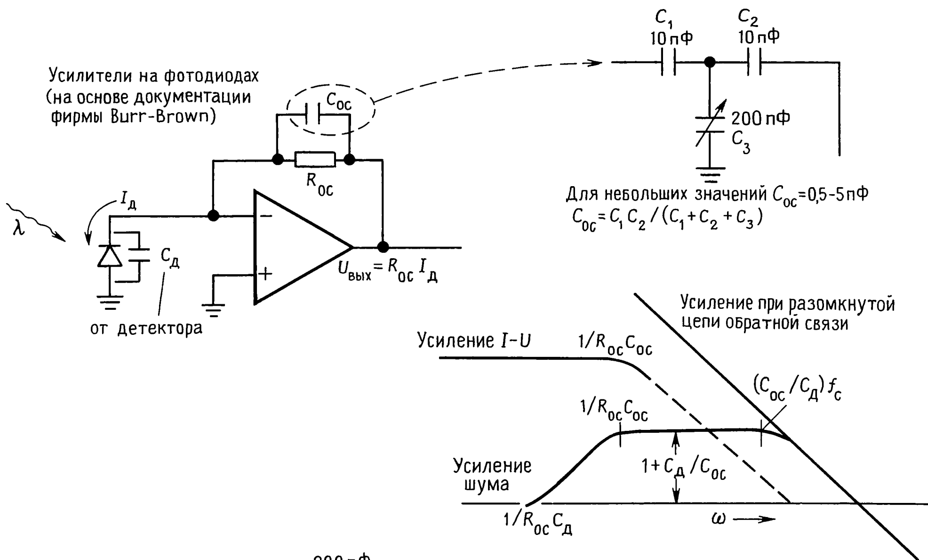
б

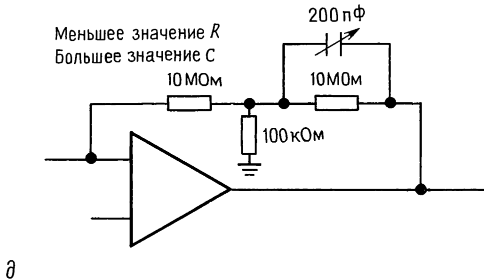


г

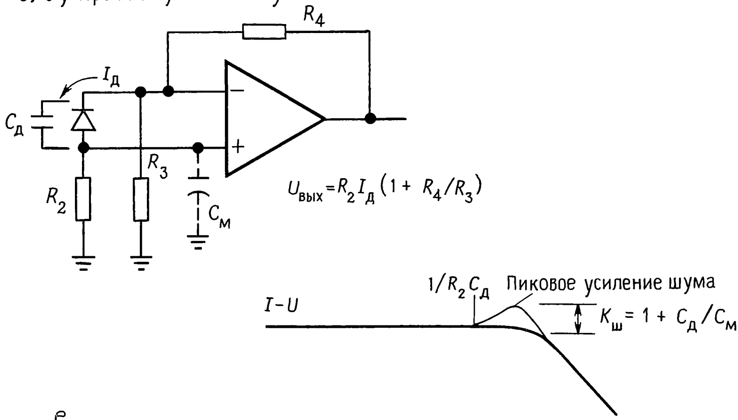
Рис. 15.45. *а* – выравнивает характеристику мостовой схемы, минимизируя влияние $U_{сдв}$; отметим, что во многих мостовых схемах (например, в полупроводниковом тензометре) сопротивления R обладают высоким значением температурного коэффициента; *б* – усилитель с положительной обратной связью с высоким значением $Z_{вх}$ для пьезоэлектрического преобразователя; *в* – схема с малой утечкой, предназначенная для защиты зарядного усилителя по входу; *г* – преобразователь тока в напряжение, реагирующий на ток величиной 35 пА, способен сохранять контроль над суммирующим переходом вплоть до значений ± 150 мА;





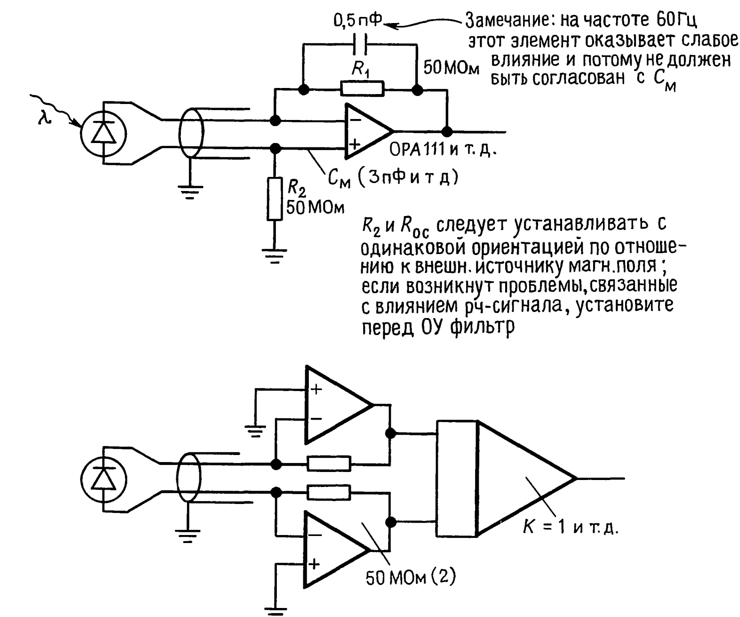


д



е

Рис. 15.45. *д* – стабилизирующие усилители на фотодиодах: борьба с малыми значениями *C* и большими значениями *R*; *е* – еще один усилитель на фотодиодах;



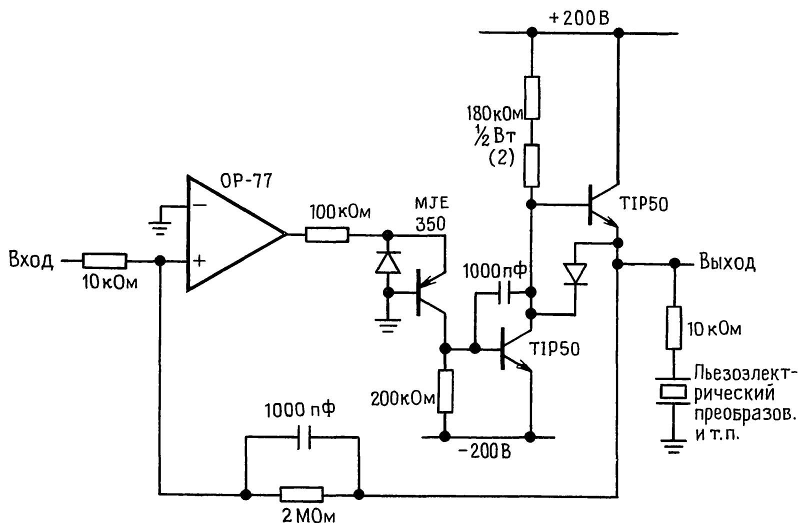


Рис. 15.45. *ж* – сбалансированные усилители на фотодиодах, предназначенные для длинных детекторных кабелей; *з* – прецизионный усилитель для напряжения ± 200 В (из фирменной технической документации).

ПРИЛОЖЕНИЕ А

ОСЦИЛЛОГРАФ

Осциллограф представляет собой очень полезный и наиболее широко распространенный измерительный прибор. При обычном применении он позволяет «видеть» напряжения в схеме в виде функции времени. Запуск прибора производится всегда в определенной точке сигнала, поэтому мы имеем возможность наблюдать стационарное изображение. Для того чтобы объяснить, как работает прибор, мы изобразили его блок-схему (рис. А.1) и типовую переднюю панель (рис. А.2). Осциллограф, который мы здесь опишем, обычно называют двухлучевым осциллографом с входом по постоянному току и внешним запуском. Существуют специальные телевизионные осциллографы и им подобные, существуют также осциллографы старых выпусков, которые нельзя использовать для проверки современных электронных схем.

Вертикальное отклонение луча

Если говорить о входах для сигналов, то в большинстве осциллографов предусмотрены два канала; это очень удобно, так как часто интерес представляет соотношение между сигналами. В каждом канале имеется калиброванный переключатель усиления, с помощью которого устанавливается масштаб ВОЛЬТ/ДЕЛЕНИЕ *на экране* осциллографа. Предусмотрена также ручка ПЕРЕМЕННОГО усиления (концентричная с переключателем коэффициента усиления), которая позволяет установить сигнал в таком виде, чтобы он занимал определенное число делений. Предупреждение: при измерении напряжений ручка установки переменного усиления должна обязательно находиться в положении КАЛИБР! Об этом часто забывают. В более совершенных моделях осциллог-

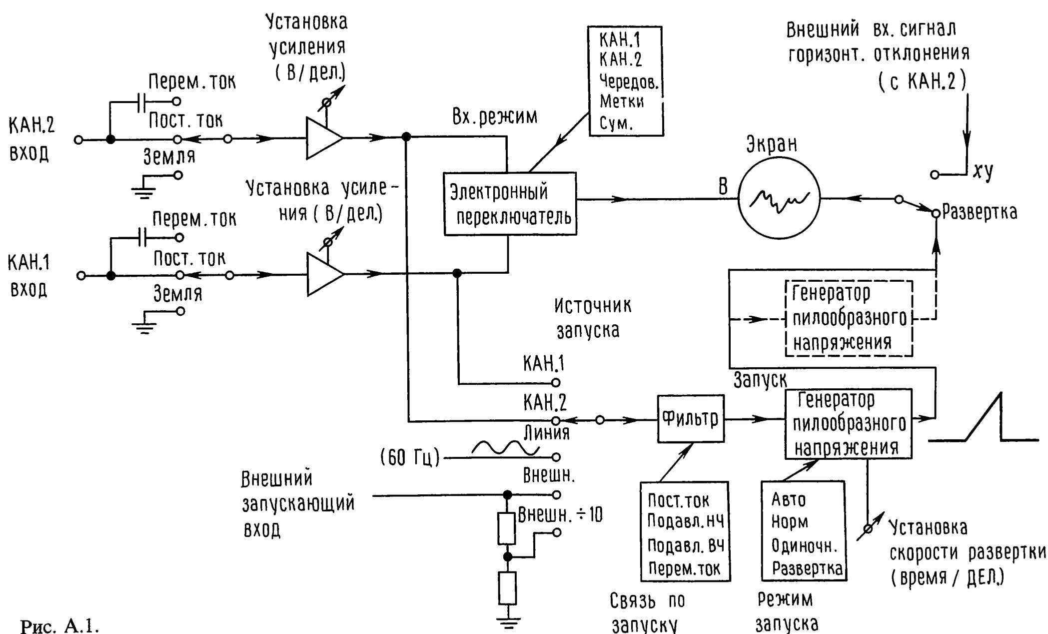


Рис. А.1.

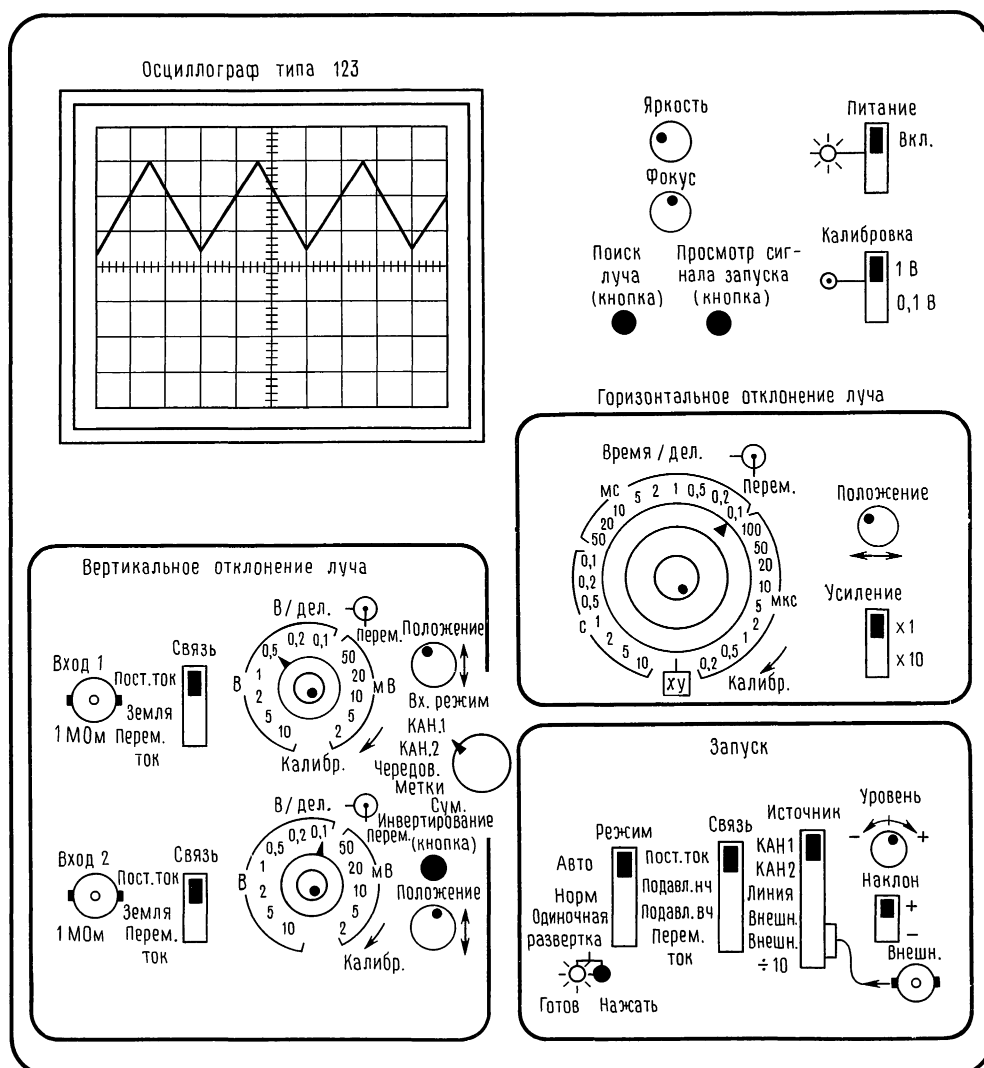


Рис. А.2.

рафов предусмотрены индикаторные лампы, которые указывают, что ручка регулировки переменного усиления не находится в положении КАЛИБР.

Осциллограф имеет связи по постоянному току, и это очень важно: на экране отображается сигнал напряжения постоянного тока и только. Однако иногда интерес может представлять небольшой переменный сигнал, имеющий большое смещение в виде неизменного напряжения постоянного тока; в этом случае можно переключить вход на связь по переменному току, при этом последовательно со входом подключится конденсатор, постоянная времени которого равна примерно 0,1 с. В большинстве осциллографов имеется также заземленный вход, который позволяет определить, где находится на экране уровень 0 В. (В положении ЗЕМЛЯ сигнал не закорачивается на землю, а просто отключается от осциллографа, вход которого заземляется.) Входы осциллографа обычно обладают высоким импедансом (параллельное соединение сопротивления 1 МОм и емкости 20 пФ), как и должно быть в хорошем приборе для измерения напряжения. Универсальным и точным значением для входного сопротивления является 1,1 МОм, при этом можно использовать высокоомные щупы (об этом речь пойдет ниже); к сожалению, стандартизованного значения для параллельной емкости нет, и это вызывает некоторые неприятности при замене щупов.

В усилителях вертикального отклонения предусматривают возможность управления положением луча и возможность инвертирования сигнала по крайней мере на одном из каналов, а также переключатель

ВХ. РЕЖИМ. Последний позволяет наблюдать сигнал в любом из каналов, их сумму (разность при инвертировании сигналов) или оба канала сразу. Для наблюдения сигналов в обоих каналах предназначены два режима: ЧЕРЕДОВАНИЕ, когда при следующих друг за другом развертках отображаются сигналы с альтернативных входов; режим МЕТКИ, при котором луч быстро перемещается (0,1-1 МГц) туда и обратно между двумя сигналами. Режим ЧЕРЕДОВАНИЕ, как правило, предпочтительнее, за исключением наблюдений слабых сигналов. Иногда, для того чтобы убедиться в правильности своих наблюдений, полезно пронаблюдать сигналы и в том, и в другом режиме.

Горизонтальное отклонение луча

Сигнал вертикальной резвертки подается на схему вертикального отклонения и перемещает луч вверх и вниз по экрану. Сигнал горизонтальной развертки создается внутренним генератором пилообразного напряжения, обеспечивающим отклонение, пропорциональное времени. Как и для усилителей вертикального отклонения, здесь предусмотрены калиброванный переключатель ВРЕМЯ/ДЕЛЕНИЕ и концентрическая с ним ручка ПЕРЕМЕННОГО усиления; сформулированное ранее предупреждение распространяется и на этот случай. Осциллографы в большинстве снабжены ручкой ×10 УСИЛЕНИЕ (по горизонтали), один из входных каналов может быть использован для внешнего задания горизонтального отклонения (при этом получаются, например, всем известные и, как правило, бесполезные фигуры Лиссажу, которые любят авторы элементарных учебников и создатели научно-фантастических фильмов).

Схема запуска

Мы подошли к самому интересному - к схеме запуска. Мы уже познакомились с сигналами вертикального отклонения и горизонтальной развертки; они необходимы для построения графика зависимости напряжения от времени. Но если сигнал горизонтальной развертки не будет перехватывать входной сигнал каждый раз в одной и той же точке (при условии, что входной сигнал является периодическим), то изображение будет представлять собой сплошную путаницу - входное колебание будет накладываться само на себя в различные моменты времени. Схема запуска позволяет выбрать УРОВЕНЬ и НАКЛОН («+» или «−»), определяющие момент начала развертки. Посмотрите на переднюю панель прибора, и вы увидите, что существует несколько вариантов выбора сигналов, поступающих на вход схемы запуска и несколько вариантов выбора режима ее работы. В НОРМАЛЬНОМ режиме развертка начинается только в том случае, когда выбранный сигнал проходит через установленную вами точку запуска и изменяется в выбранном направлении (имеется в виду заданный НАКЛОН). На практике, регулируя уровень, добиваются стабильного изображения. В режиме внутреннего запуска (АВТО) в отсутствие сигнала развертка начинает «бегать»; этот режим хорошо использовать в тех случаях, когда сигнал может уменьшаться до малых значений, так как изображение не будет пропадать и не будет возникать впечатление, что сигнал исчез. Этот режим является самым подходящим, если рассматривается совокупность различных сигналов и нет желания каждый раз производить установку схем запуска. ОДНОКРАТНАЯ РАЗВЕРТКА используется для непериодических сигналов. В режиме ЛИНИЯ развертка запускается от сети переменного тока; этот режим используется в тех случаях, когда интерес представляют фон или пульсации в схеме. ВНЕШНИЕ входы схемы запуска используют в тех случаях, когда наряду с некоторым интересующим вас «грязным» сигналом имеется чистый сигнал, имеющий такую же скорость изменения; к такому режиму часто прибегают в тех случаях, когда на схему подается некоторый испытательный входной сигнал или в цифровых схемах, работа которых синхронизируется тактовыми импульсами. Для наблюдения комбинированных сигналов полезны различные виды связи; например, предположим, что необходимо рассмотреть звуковой сигнал с частотой порядка нескольких килогерц, на который накладываются отдельные выбросы. В режиме ПОДАВЛЕНИЕ ВЧ ко входу схемы запуска подключается фильтр НЧ, предотвращающий запуск схемы по этим выбросам. Если именно выбросы представляют для вас интерес, то можно сделать так, чтобы схема запускалась как раз по ним - для этого служит режим ПОДАВЛЕНИЕ НЧ.

Во многих осциллографах предусмотрены ручки ПОИСК ЛУЧА и ПРОСМОТР СИГНАЛА ЗАПУСКА. Поиск луча полезен в тех случаях, когда вы не можете найти осциллограмму; этот режим особенно по душе начинающим. В режиме просмотра сигнала запуска на экране отображается сигнал запуска; этот режим особенно удобен при внешнем запуске.

Подсказки начинающим

Для того чтобы осциллограф был послушным инструментом в ваших руках, начиная работу, вспомните следующие практические советы. Прежде всего осциллограф нужно включить; для схемы запуска установите режим АВТО, СВЯЗЬ ПО ПОСТ. ТОКУ, КАН1. Для скорости развертки установите значение 1 мс/дел., а усиление выключите (получим 1-кратное усиление). Заземлите входы схемы вертикального отклонения, задайтесь яркостью и вращайте ручку управления отклонением по вертикали до тех пор, пока на экране не появится горизонтальная линия (если это вызовет затруднения, попробуйте воспользоваться режимом поиска луча). Предупреждение: в некоторых осциллографах, например типа Tectronix 400, режим автоматической внутренней развертки нельзя установить, если не отрегулирован должным образом уровень запуска. После этого можно подать сигнал, отключить вход от земли и начать манипулировать со схемой запуска. Чтобы ближе познакомиться с осциллографом, посмотрите, каким будет изображение на его экране, когда коэффициент усиления вертикального отклонения имеет очень большое значение, когда скорость развертки очень велика или очень мала и когда схема запуска плохо отрегулирована.

Щупы

Входная емкость осциллографа по отношению к испытываемой схеме может быть слишком велика, особенно если учесть экранированный соединительный кабель. Полное входное сопротивление (параллельное соединение сопротивления 1 МОм и емкости 100 пФ или около того) часто оказывается слишком низким для чувствительных схем и нагружает их, образуя делитель напряжения. Хуже того, иногда эта емкость вызывает неправильную работу схемы и даже приводит к возникновению автоколебаний! Очевидно, что в подобных случаях осциллограф ведет себя, «как слон в посудной лавке», по отношению к рассматриваемой схеме, оказывая существенное влияние на ее работу.

Для того чтобы решить эту проблему, обычно используют высокоимпедансные щупы. Работу широко распространенного 10-кратного щупа иллюстрирует рис. А.3. Для сигналов постоянного тока щуп (вместе с осциллографом) образует просто 10-кратный делитель напряжения. Если отрегулировать C_1 так, чтобы его емкость была равна 1/9 части емкости параллельного соединения C_2 и C_3, то схема станет работать как 10-кратный делитель на всех частотах, а входной импеданс будет определяться параллельным соединением сопротивления 10 МОм и емкости в несколько пикофарад. На практике щуп регулируют с помощью прямоугольных импульсов с частотой примерно 1 кГц, генератор которых предусмотрен во всех осциллографах и снимается с гнезда КАЛИБР. или РЕГ. ЩУПА. Емкость щупа регулируют до тех пор, пока на экране не будет получено изображение точной прямоугольной формы. Иногда регулировка щупа бывает ловко спрятана изготовителями; в некоторых конструкциях тело щупа надо поворачивать и фиксировать относительно второй, сочлененной с ним части. Один недостаток: с помощью 10-кратного (10×) щупа трудно рассматривать сигналы порядка нескольких милливольт; для таких измерений лучше использовать щуп 1×, который представляет собой обычный экранированный кабель с небольшой емкостью и необходимыми для щупа элементами (зажим с захватом, зажим «земля», удобная ручка и т.п.). 10-кратный щуп должен быть стандартным и должен быть подключен к осциллографу с левой стороны, а 1-кратный щуп должен использоваться по мере необходимости. В некоторых щупах возможно переключение на 1-кратный или 10-кратный режим.

Земля

Как и в большинстве измерительных приборов, сигнал на входе осиллографа оценивается относительно земли прибора (внешняя часть входного коаксиального разъема типа BNC), которая обычно электрически связана с корпусом. Последний в свою очередь соединяется с «землей» сети переменного тока через 3-жильный кабель питания. Это значит, что вы не можете измерять напряжение между двумя точками в схеме, а вынуждены измерять сигналы относительно этой земли.

В связи со сказанным отметим один важный момент: если подключить «землю» щупа осциллографа к точке в схеме, которая обладает некоторым потенциалом относительно земли, то эта точка будет в результате закорочена на землю. Для испытуемой схемы это может иметь самые плачевные последствия; кроме того, есть схемы, для которых заземление крайне опасно (для бестрансформаторных электронных приборов, как, например, некоторые телевизоры). Если вам непременно нужно рассмотреть сигнал между двумя точками в схеме, то вы можете либо сделать осциллограф «плавающим» и поднять земляной провод (просто так этого делать не следует), либо произвести дифференциальное измерение. Для этого нужно, инвертировав сигнал в одном из входных каналов, использовать режим СУММИРОВАНИЕ (для некоторых осциллографов предусмотрены специальные модули, подключив которые можно непосредственно выполнять дифференциальные измерения).

И еще одно замечание по поводу земли при измерении слабых и высокочастотных сигналов: убедитесь, что земля осциллографа и земля схемы, в которой вы проводите измерения, одинаковы. Лучше всего для этого соединить «землю» щупа непосредственно с «землей» схемы, а затем измерить щупом напряжение «земли» и убедиться, что сигнал отсутствует. Вся беда в том, что очень часто короткий конец «земля» на щупе бывает утрачен, поэтому храните все принадлежности щупа где-нибудь в одном месте.

Другие возможности осциллографа

Во многих осциллографах предусмотрена ЗАДЕРЖАННАЯ РАЗВЕРТКА; с помощью задержанной развертки можно наблюдать фрагмент сигнала, спустя некоторое время после запуска. Задержку можно

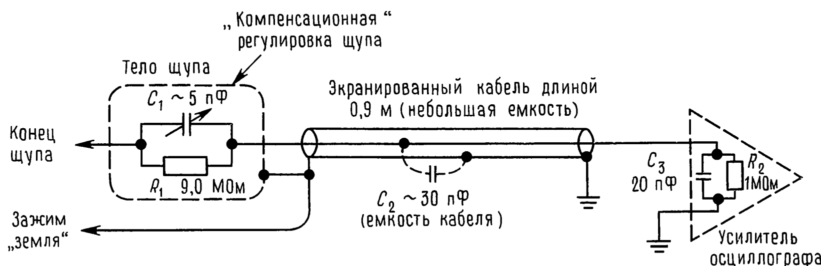


Рис. А.3.

точно отрегулировать с помощью специальной многооборотной ручки, а вторую скорость развертки можно установить с помощью переключателя. В режиме задержки при ПОВЫШЕННОЙ ЯРКОСТИ весь сигнал отображается с первой скоростью развертки, а задержанный элемент имеет «вторую скорость развертки» и повышенную яркость; такой режим удобен во время наладки. В осциллографах с задержанной разверткой иногда предусматривают «смешанную развертку», в этом режиме изображение формируется сначала с одной скоростью развертки, а затем переключается на другую (обычно более высокую) скорость по истечении выбранной задержки. Задержанная развертка может начинаться сразу по истечении задержки или в следующий после задержки момент запуска; для управления запуском предусмотрены две схемы управления, благодаря которым две точки запуска можно устанавливать независимо друг от друга. (Ну путайте задержанную развертку с задержкой сигнала. Во всех осциллографах происходит задержка сигнала в канале, благодаря чему можно наблюдать событие, которое произвело запуск; оказывается, осциллограф позволяет нам заглядывать в недавнее прошлое!) Во многих современных осциллографах предусмотрена возможность управления задержкой запуска (ЗАДЕРЖКА СРАБАТЫВАНИЯ); при этом запуск запрещается на интервал времени, величина которого регулируется после каждого периода развертки. Этот режим очень удобен для наблюдения сложных сигналов без простой периодичности, характерной, скажем, для синусоидального сигнала. Типичным примером является цифровой сигнал, представляющий собой сложную последовательность единиц и нулей, для которого никаким иным способом нельзя добиться стабильного изображения (разве только путем регулировки верньера скорости развертки, а это предполагает отсутствие калиброванной развертки). Существуют также осциллографы с памятью, которые позволяют наблюдать неповторяющиеся события, и осциллографы, к которым можно подключать дополнительные функциональные модули. Они позволяют делать почти все, что захочется: отображать одновременно до восьми осциллограмм, производить спектральный анализ, точно измерять время и напряжение (в цифровом виде) и т. д. Сейчас появились аналоговые осциллографы нового поколения с цифровой памятью; они позволяют улавливать кратковременные однократные сигналы и возвращаться к прошлым событиям (которые произошли до начала запуска) на расстояние до 3/4 целого экрана.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

Для того чтобы понять изложенный в этой книге материал, необходимо иметь некоторые познания в области алгебры и тригонометрии. Кроме того, полезно, хотя и не столь необходимо, уметь выполнять кое-какие действия с комплексными числами и производными (которые рассматриваются в разделе математического анализа). Это приложение содержит кратчайшее изложение основных положений алгебры комплексных чисел и дифференциального исчисления. Ни в коем случае не предполагается, что оно может заменить собой учебник. Для самообразования в области математики рекомендуем книгу: D. Kleppner, N. Ramsey. Quick Calculus (John Wiley & Sons, 1972).

Комплексные числа

Комплексное число представляется в следующей форме:

$$\mathbf{N} = a + bi,$$

где a и b – действительные числа, а i представляет собой корень квадратный из -1 (вместо i в остальных частях книги использован символ j для того, чтобы не возникало путаницы с обозначением малосигнального тока); a называют действительной частью комплексного числа, а b – мнимой. Для обозначения комплексных чисел используют иногда жирный шрифт или подчеркивают символ жирной линией. Во всех остальных случаях, когда нет специальных обозначений, предполагается, что вы сами знаете, когда перед вами комплексное число!

Комплексные числа, так же как и действительные, можно складывать, вычитать, умножать:

$$(a + bi) + (c + di) = (a + c) + (b + d)i;$$

$$(a + bi) - (c + di) = (a - c) + (b - d)i;$$

$$(a + bi)(c + di) = (ac + bd) + (bc + ad)i;$$

$$\frac{a+bi}{c+di} = \frac{(a+bi)(c-di)}{(c+di)(c-di)} = \frac{ac+bd}{c^2+d^2} + \frac{bc-ad}{c^2+d^2}i.$$

Все эти действия выполняются просто в том смысле, что i рассматривается как величина, на которую умножена мнимая часть, а все остальные – простая арифметика. Отметим, что $i^2 = -1$ (это используется в примере с умножением), а операция деления упрощается путем умножения числителя и знаменателя на *сопряженное комплексное число*, которое получается при изменении знака мнимой части на противоположный. Иногда сопряженное комплексное число отмечают звездочкой.

Если $\mathbf{N} = a + bi$, то $\mathbf{N}^* = a - bi$.

Модуль комплексного числа равен

$$|\mathbf{N}| = |a + bi| = [(a + bi)(a - bi)]^{1/2} = (a^2 + b^2)^{1/2}, \text{ т. е. } |\mathbf{N}| = (\mathbf{N}\mathbf{N}^*)^{1/2}.$$

Для того чтобы определить модуль комплексного числа, нужно умножить это число на сопряженное и взять квадратный корень от произведения. Модуль произведения (или частного) двух комплексных чисел представляет собой просто произведение (или частное) их модулей.

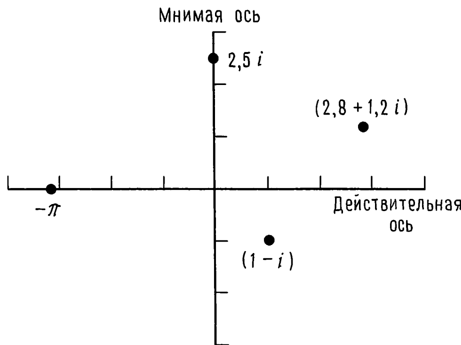


Рис. Б.1.

Для действительной и мнимой частей комплексного числа иногда используется следующая запись:

действительная часть $\mathbf{N} = \mathrm{Re}(\mathbf{N})$,
мнимая часть $\mathbf{N} = \mathrm{Im}(\mathbf{N})$.

Для того чтобы получить действительную или мнимую часть, нужно записать число в виде $a + bi$ и взять a или b. При этом может потребоваться выполнить умножение или деление, так как комплексное число может быть весьма запутанным.

Для представления комплексных чисел иногда используют комплексную плоскость. Она представляет собой такую же плоскость, как и плоскость с координатами x, y. При изображении комплексного числа действительная часть берется как координата x, а мнимая – как y, т. е. на этой плоскости используются оси ДЕЙСТВИТЕЛЬНАЯ (x) и МНИМАЯ (y), как показано на рис. Б.1. Используя эту аналогию, иногда комплексные числа записывают с помощью координат x, y:

$$a + bi \leftrightarrow (a, b).$$

Как и обычные точки с координатами x,y, комплексные числа можно представлять в полярных координатах; это представление называют тригонометрическим. Например, число $a + bi$ можно записать и так (рис. Б.2):

$$a + bi = (R, \theta),$$

где $R = (a^2 + b^2)^{1/2}$ и $= \mathrm{arctg}(b/a)$.

Если учесть, что

$$e^{ix} = \cos x + i \sin x$$

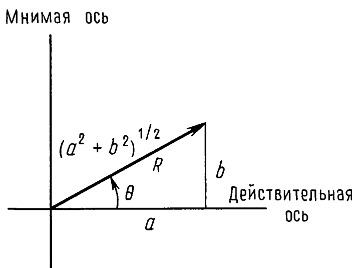


Рис. Б.2.

(это выражение, известное под названием формулы Эйлера, нетрудно получить, если представить экспоненциальную функцию в виде ряда Тейлора), то получим показательную форму записи:

$$\mathbf{N} = a + bi = \mathrm{R}e^{i\theta},$$

$$R = |\mathbf{N}| = (\mathbf{NN}^*)^{1/2} = (a^2 + b^2)^{1/2},$$

$$\theta = \mathrm{arctg}(b/a),$$

т. е. модуль комплексного числа R и угол θ – это просто полярные координаты точки, представляющей число на комплексной плоскости. Показательная (или полярная) форма представления удобна для выполнения операций умножения (или деления) комплексных чисел – модули чисел перемножаются (делятся), а углы-аргументы складываются (вычитаются):

$$(ae^{ib})(ce^{id}) = ace^{i(b+d)}.$$

И наконец, для того чтобы перейти от представления в полярных координатах к представлению в прямоугольных координатах, следует просто воспользоваться формулой Эйлера:

$$ae^{ib} = a\cos b + ia \sin b,$$

т. е. $\mathrm{Re}(ae^{ib}) = a\cos b$, $\mathrm{Im}(ae^{ib}) = a \sin b$.

Для того чтобы умножить комплексное число на экспоненциальную функцию, необходимо просто выполнить соответствующие операции умножения:

$$\mathbf{N} = a + bi,$$

$$\mathbf{N}_e^{ix} = (a + bi)(\cos x + i \sin x) =$$
$$= (a\cos x - b \sin x) + i(b\cos x + a \sin x).$$

Дифференциальное исчисление

Начнем с понятия *функции* $f(x)$, т. е. формулы, которая для каждого значения x позволяет найти значение $y = f(x)$. Функция $f(x)$ является *однозначной*, если каждому значению x она ставит в соответствие единственное значение y. Понятие функции $y = f(x)$ иллюстрирует график, представленный на рис. Б.3. Производная y по x определяется углом наклона графика y к оси x. Если вы проведете касательную к графику функции в некоторой точке, то наклон касательной

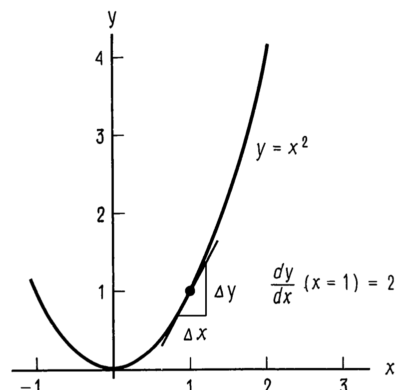


Рис. Б.3.

в этой точке и есть dy/dx, т.е. производная сама по себе представляет функцию, так как ее значение определено в каждой точке. На рис. Б.3 наклон в точке (1, 1) определяется значением 2, а в точке начала координат он нулевой (немного ниже сказано, как вычисляется производная).

Пользуясь математическими терминами, можно сказать, что производная – это предел, к которому стремится отношение приращения $y(\Delta y)$ к приращению $x(\Delta x)$, когда Δx стремится к нулю. Процитируем песенку, которую когда-то сочинили по этому поводу в Гарвардском университете (авторы Том Лехрер и Льюис Бранском):

В исходной функции от x (иначе y, в целях упрощенья)
Берем значенье аргумента, чуть меняем, запоминаем Приращенье...
Сменили аргумент. Теперь о функции и до и после
Этого момента:
Ее мы вычислим, потом разделим y-рост на приращенье Аргумента.
Идем дальше: разность x-ов устремив к нулю и изменения в частном наблюдая,
Должны найти ... должны (?), мне кажется, найдем Предел, тем самым и работу завершая.
А найденный предел для функции исходной
И называют производной.
(На мелодию «Что-то должно измениться».
W. Benton Overstreet.)

Дифференцирование – это прямая операция, и для основных функций составлены стандартные таблицы производных. Ниже приводятся основные правила нахождения производных (u и v – это функции x):

Некоторые производные

$$\frac{d}{dx}x^n = nx^{n-1}, \quad \frac{d}{dx}\sin x = \cos x,$$

$$\frac{d}{dx}e^x = e^x,$$

$$\frac{d}{dx}au(x) = a\frac{d}{dx}u(x) \quad (a\text{ – постоянная}),$$

$$\frac{d}{dx}(u+v) = \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx},$$

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{u}{v}\right) = \frac{v\dfrac{du}{dx} - u\dfrac{dv}{dx}}{v^2},$$

$$\frac{d}{dx}\{u[v(x)]\} = \frac{du}{dv}\frac{dv}{dx}.$$

Последнее правило представляет собой правило дифференцирования сложной функции, оно распространяется на цепочку из любого числа функций и очень полезно для вычисления производных.

Иногда функцию дифференцируют, чтобы определить значение производной в некоторой точке. В других случаях требуется найти минимум или максимум функции. Так как в точке экстремума производная равна нулю, то найденную производную приравнивают к нулю и разрешают полученное уравнение относительно x. Рассмотрите следующие примеры:

$$\frac{d}{dx}x^2 = 2x \quad (\text{рис. Б.3: при } x = 1 \text{ наклон} = 2, \text{ при } x = 0 \text{ наклон} = 0)$$

$$\frac{d}{dx}xe^x = xe^x + e^x \quad (\text{правило умножения})$$

$$\frac{d}{dx}\sin(ax) = a\cos(ax) \quad (\text{дифференцирование сложной функции})$$

$$\frac{d}{dx}a^x = \frac{d}{dx}(e^{x\log a}) = a^x\log a \quad (\text{дифференцирование сложной функции})$$

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{x^{1/2}}\right) = -\frac{1}{2}x^{-3/2}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ В

ЦВЕТНАЯ МАРКИРОВКА РЕЗИСТОРОВ С ДОПУСКОМ 5%

Маломощные проволочные и пленочные резисторы с допуском от 2 до 20% имеют стандартные значения сопротивлений и стандартную схему цветной маркировки. У начинающего это может вызвать подозрения, но на самом деле такая маркировка позволяет легко определить сопротивление стоящего в схеме резистора по его цвету, а не по цифровой маркировке, которую не сразу разглядишь. Стандартные значения сопротивлений резисторов выбраны так, что смежные значения отличаются на 10% для резисторов с допуском 2 и 5% и на 20% для допусков 10 и 20%. С помощью цветной маркировки можно задать многие значения сопротивлений, но не все они существуют на практике.

Две цифры и множитель определяют величину сопротивления резистора, и в таком порядке от одного конца резистора к другому выполняется цветная маркировка (рис. В.1). Обычно присутствует и четвертая цветная полоска, обозначающая допуск, а иногда и пятая для каких-либо других параметров (желтая или оранжевая полоска на металлопленочных резисторах обозначает уровень надежности).

Пример: красно-желто-оранжево-золотой – это резистор на 24 кОм с допуском 5%.

Цифра	Цвет	Множитель		Число нулей
	Серебряный	0,01	Ом	−2
	Золотой	0,1	Ом	−1
0	Черный	1	Ом	0
1	Коричневый	10	Ом	1
2	Красный	100	Ом	2
3	Оранжевый	1	кОм	3
4	Желтый	10	кОм	4
5	Зеленый	100	кОм	5
6	Голубой	1	МОм	6
7	Фиолетовый	10	МОм	7
8	Серый			
9	Белый			

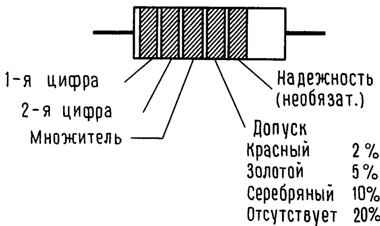


Рис. В.1.

Ниже приведен стандартный ряд номинальных значений сопротивлений (невыделенные значения относятся только к допуску 2 и 5%):

10	16	**27**	43	**68**
11	**18**	30	**47**	75
12	20	**33**	51	**82**
13	22	36	**56**	91
15	24	**36**	62	**100**

Стоимость композитных резисторов лежит в диапазоне от 3 центов за штуку (если покупается 1000 штук) до 15 центов (если покупается 25 штук). Иногда невыгодно покупать меньше чем 25–50 штук резисторов одного номинала, поэтому имеет смысл купить готовый набор резисторов с разными значениями сопротивлений.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

ПРЕЦИЗИОННЫЕ РЕЗИСТОРЫ С ДОПУСКОМ 1%

Прецизионные пленочные резисторы с диапазоном допусков от 0,5 до 1% находят широкое применение в промышленности и привлекают своей дешевизной. В частности, резисторы типа RN55D и RN60D очень часто продают по цене 8 центов за штуку, если приобретается не менее 100 штук, а набор резисторов со смешанными значениями сопротивлений, как прави ло, продают со скидкой. Резисторы типа RN55D имеют такие же размеры, как обычные композитные резисторы с мощностью 0,25 Вт (правда, те же самые резисторы, предназначенные для военного использования, имеют предельную мощность порядка 0,125 Вт при температуре окружающей среды 70°С), а резисторы типа RN60D – такие же размеры, как композитные резисторы с мощностью 0,5 Вт. Для резисторов типа RN55D температурный коэффициент составляет 100 млн. долей/°С, а для резисторов типа RN55C (такого же размера) – 50 млн. долей/°С.

На корпус пленочных прецизионных резисторов нанесен четырехзначный цифровой код в отличие от обычной цветовой разметки. Три первые цифры определяют величину сопротивления, а последняя – число нулей, т. е. множитель. Например, код 1693 соответствует сопротивлению 169 кОм, а код 1000 – 100 Ом. (Отметим, что цветовые полоски играют такую же роль, но в цветовом коде участвуют только три цифры.) Для многих типов конденсаторов принята такая же цифровая маркировка. Если величина сопротивления очень мала, то для обозначения десятичной точки используют символ *R*, например, 49*R*9 – это 49,9 Ом, а 10*R*0 – 10,0 Ом.

Стандартные значения сопротивлений лежат в диапазоне от 10,0 Ом до 301 кОм, и смежные значения отличаются одно от другого примерно на 2%, некоторые изготовители, правда, предлагают подобные резисторы с сопротивлением от 4,99 Ом до 2,00 МОм. Стандартные значения для каждой декады приведены в представленной ниже таблице.

Резисторы с допуском 1% часто используют в тех случаях, когда требуется очень высокая точность и стабильность; к группе прецизионных резисторов можно подключить небольшой регулируемый потенциометр. Рассчитывая на худший случай, следует иметь в виду, что для резисторов с допуском 1%

гарантируется величина сопротивления в пределах допуска только в определенных условиях. При изменении температуры, высокой влажности и при работе с предельными значениями мощности величина сопротивления может легко выйти за пределы допуска. Дрейф сопротивления со временем может достигать 0,5%, особенно если резисторы работают с предельными значениями мощности. В схемах, от которых требуется особая точность и стабильность (порядка 0,1%), следует использовать прецизионные проволочные резисторы или специальные пленочные резисторы, обеспечивающие такую стабильность. То же самое можно сказать и о композитных резисторах. Не стоит тешить себя мыслями, что фабричные спецификации на резисторы слишком консервативны, они отражают реальное положение вещей.

Таблица номиналов 1%-ных резисторов

100	140	196	274	383	536	750
102	143	200	280	392	549	768
105	147	205	287	402	562	787
107	150	210	294	412	576	806
110	154	215	301	422	590	825
113	158	221	309	432	604	845
115	162	226	316	442	619	866
118	165	232	324	453	634	887
121	169	237	332	464	649	909
124	174	243	340	475	665	931
127	178	249	348	487	681	953
130	182	255	357	499	698	976
133	187	261	365	511	715	
137	191	267	374	523	732	

Таблица Г.1. Некоторые типы резисторов

Свойство	Углеродистые композитные (RCR-07)	Металлические пленочные		
		стандартные (RN-55D)	прецизионные (Mepco 5023Z)	миниатюрные (Mepco 5063J)
Срок службы 100 ч при 85°С, %	10	0,5	0,01	0,15
Влажность (военный стандарт 202), %	15	0,5	0,04	1
Диапазон температур от −65 до +150°С, %	4	0,25	0,005	0,25
Работа при низких температурах −65°С, %	3	0,25	0,01	0,25
Кратковременные перегрузки, %	2,5	0,25	0,01	0,25
Пайка при 350°С, %	3	0,25	0,01	0,25
Удар 50 g, 11 мс, %	2	0,25	0,01	0,25
Вибрация 10–2000 Гц, %	2	0,25	0,1%	0,25%
Хранение 1 год, %	–	–	0,003%	–
Допуски, %	5, 10	0,1–1	0,025–1	1,5
Температурный коэффициент, 10^{-6}/°С	5000	25–100	5–25	100
Коэффициент напряжения, 10^{-6}/В	–	5	0,1	–
Температурная стабильность, мкВ/°С	–	–	2	–
Сопротивление изоляции, МОм	–	–	10 000	1000

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

КАК РИСОВАТЬ ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Если принципиальная схема нарисована хорошо, то она поможет разобраться в работе схемы, облегчит поиск неисправности; если схема нарисована плохо, то она лишь запутает дело. Если вы будете помнить о некоторых правилах и советах, то построение хорошей схемы займет у вас не больше времени, чем построение плохой схемы. В этом приложении мы представляем вам общие принципы построения схем, некоторые правила и практические советы. Кроме того, мы привели здесь несколько схем-уродцев, которые должны стать образцом того, как не следует рисовать схемы.

Общие принципы

1. Схема не должна допускать двусмысленности. В связи с этим номера контактов, параметры элементов, полярности и т. п. следует указывать на схеме совершенно четко, во избежание следующей путаницы.

2. Хорошая принципиальная схема дает ясное представление о ее работе. В связи с этим выделяйте на схеме функциональные части, не бойтесь оставлять на бумаге чистые участки, не старайтесь заполнить весь лист без просветов. Для изображения функцио-

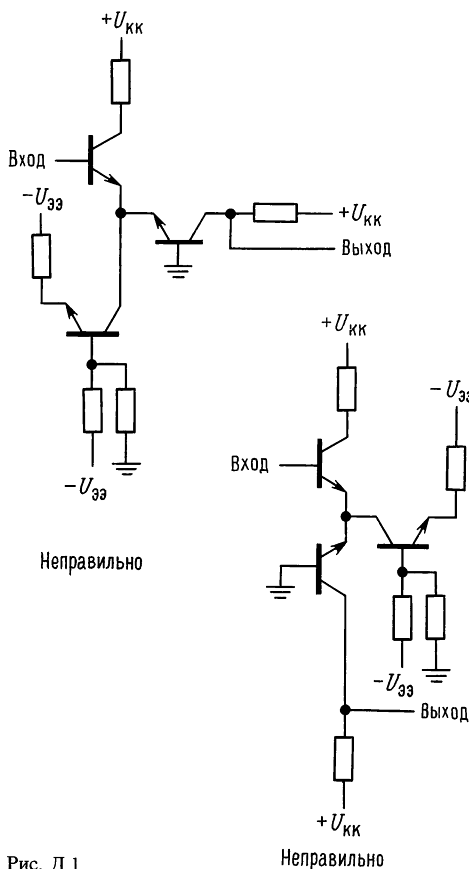


Рис. Д.1.

нальных частей приняты определенные условности, например изображать дифференциальный усилитель так, как показано на рис. Д.1, не стоит – в таком виде его трудно узнать. При изображении триггеров, например, вход синхронизации и входы сигналов принято показывать слева, входы установки и сброса – сверху и снизу, а выходы – справа.

Некоторые правила

1. Соединение проводов обозначают точкой; пересечение проводов без их соединения точкой не отмечают (не нужно в точке пересечения использовать небольшой полукруг, этим символом перестали пользоваться еще в 50-е годы).

2. Четыре провода не должны соединяться в одной точке – провода не могут пересекаться и соединяться.

3. Для обозначения одного и того же элемента на схеме всегда используйте один и тот же сим ол: например, не изображайте двумя способами триггеры (исключение: двумя способами могут изображаться логические вентили).

4. Провода и компоненты выравнивают в ряды по горизонтали и по вертикали: это правило следует соблюдать всегда, если только нет серьезных причин для его нарушения.

5. Номера контактов следует ставить с внешней стороны условного обозначения элемента, а наименование сигналов – внутри условного обозначения.

6. Для всех элементов следует указывать номинальное значение или тип, кроме того, очень хорошо обозначать все элементы на схеме, например, R_7 или $ИС_3$.

Практические советы

1. Обозначения проставляйте непосредственно около символа элемента, четко выделяйте группы обозначений, относящиеся к элементу: символ элемента, обозначение, тип или номинальное значение.

2. Как правило, сигналы в схемах распространяются слева направо; привычным направлением можно пожертвовать ради ясности изображения.

3. Источники положительного напряжения питания располагайте в верхней части листа, а источники отрицательного напряжения питания – в нижней. В связи с этим транзисторы *n–p–n*-типа обычно изображают так, что их эмиттеры «смотрят» вниз, а эмиттеры транзисторов *p–n–p*-типа – вверх.

4. Не старайтесь подключить все провода в схеме к шине питания или к общей земле. Для того чтобы указать эти напряжения в нужных точках схемы, используйте условное обозначение земли и такие обозначения, как $+U_{кк}$.

5. Полезно обозначать сигналы и функциональные блоки, а также показывать форму сигнала; на логических схемах очень хорошо обозначать шины сигналов, например СБРОС или СИНХР.

6. При изображении соединений с контактами компонентов эти контакты лучше немного продолжить, чтобы компонент выделялся на схеме. Транзисторы, например, изображайте так, как показано на рис. Д.2.

7. Около символов элементов оставляйте некоторое пространство; например, символы ОУ, отдельных компонентов и провода не рисуйте вплотную друг к другу. Тогда схему будет легче читать, и у вас останется место для проставления обозначений, номеров контактов и т. д.

8. Обозначайте все «квадратики», функции которых сразу не очевидны: например, компараторы и ОУ,

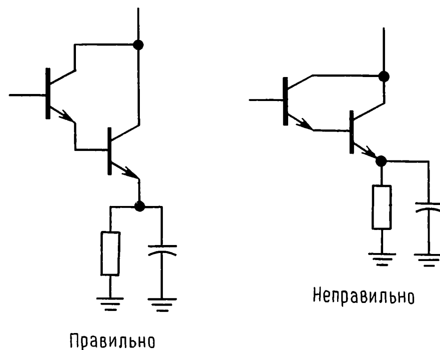


Рис. Д.2.

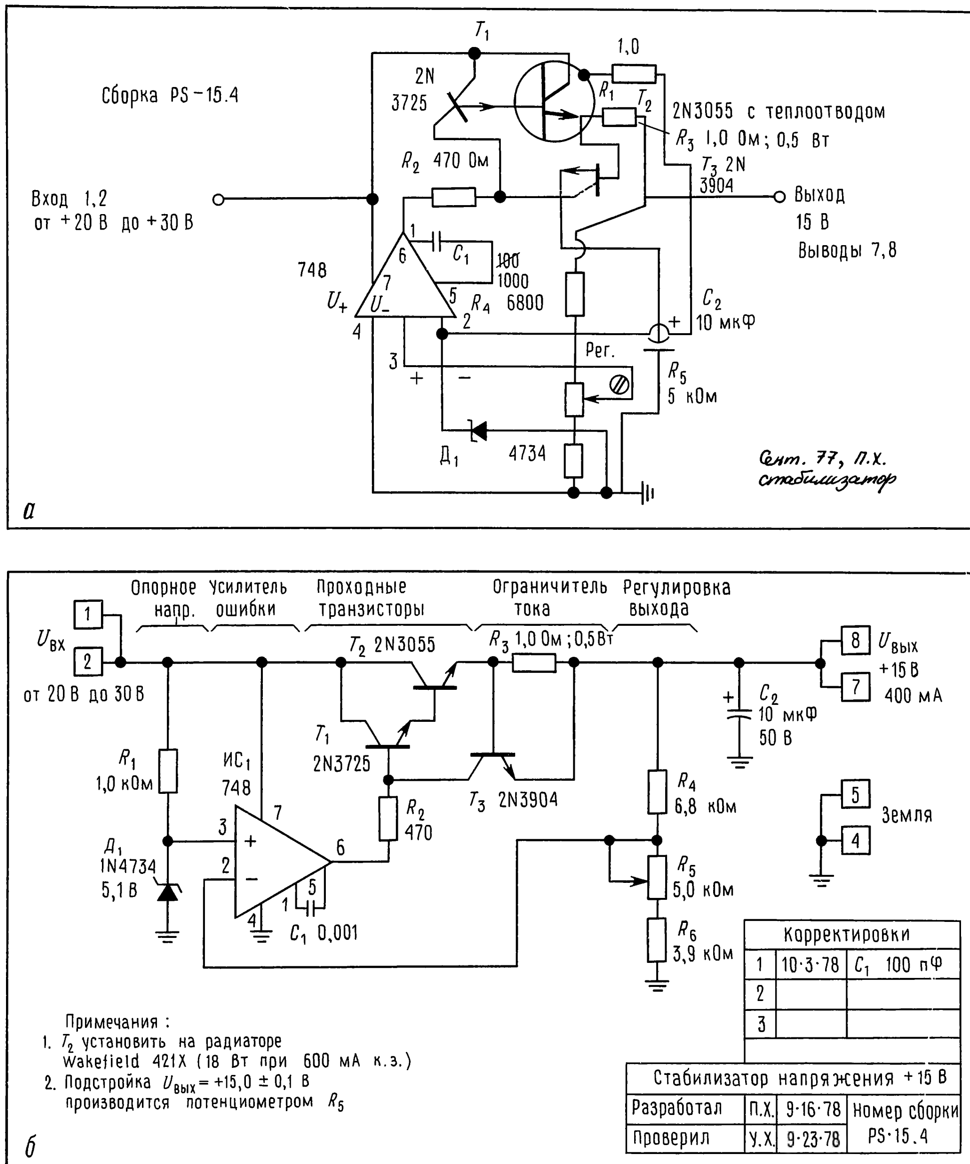


Рис. Д.3.

сдвиговые регистры и счетчики. Смелее изобретайте новые условные обозначения.

9. Разъемы печатных плат, контакты разъемов и другие подобные элементы обозначайте с помощью небольших прямоугольников, овалов, кружков.

10. Схема должна давать ясное представление о том, какие сигналы поступают на переключатель. Не заставляйте людей, которым предстоит работать с вашей схемой, разгадывать «головоломки с переключателями».

11. Для ОУ и логических устройств подключение источников питания обычно не изображают, а подразумевают. Однако все нестандартные подключения (например, в случае, когда ОУ работает от единственного источника питания и U_- –это земля) и входы следует указывать.

12. Очень полезно составлять небольшие таблицы и указывать в них номера и типы ИС, контакты источников питания (например, номера контактов для $U_{кк}$ и земли).

13. В нижней части листа следует помещать штамп, в котором указывается наименование схемы, наименование прибора, кто начертил схему, кто ее разработал и проверил, дата и номер сборки. Следует предусмотреть также табличку корректировок с графами для номера, предмета корректировки и даты.

14. Советуем рисовать схемы от руки на миллиметровой бумаге или на простой бумаге, под которую подложен разграфленный лист. Так получается быстро и хорошо. Пользуйтесь карандашом, а не шариковой ручкой.

В качестве иллюстрации мы приводим на рис. Д.3 два варианта одной и той же принципиальной схемы: один служит примером того, как не следует чертить схемы, а другой – примером хорошей схемы, достойной подражания. При построении первого варианта схемы забыли обо всех правилах и в результате ее почти невозможно понять. Как много плохих привычек собрано в этом примере! И с каждой из них нам приходится сталкиваться на практике. (Создание «плохой» схемы очень нас позабавило, но в жизни такие примеры настроения не поднимают.)

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

НАГРУЗОЧНЫЕ ЛИНИИ

Графическое построение нагрузочных линий можно найти в начале большинства учебников по электронике. Мы решили вынести изложение этого метода в приложение, так как при разработке схем на основе транзисторов он не так полезен, как при разработке схем на основе вакуумных электронных ламп. Однако к нему прибегают при работе с некоторыми нелинейными элементами (например, с туннельными диодами), и вообще он представляет собой интересный и полезный инструмент анализа.

Начнем с примера. Допустим, вас интересует падение напряжения на диоде, представленном на рис. Е.1. Предположим, что вам известна вольт-амперная характеристика используемого диода (конечно, существует некоторый технологический разброс, а также сказывается влияние температуры окружающей среды): пусть она имеет такой вид, как показано на графике. Как определить положение точки покоя?

Один метод заключается в том, что нужно грубо задать величину тока, скажем 0,6 мА, затем с помощью вольт-амперной характеристики определить падение напряжения на резисторе, затем на основании этого результата определить новую величину тока (в данном случае 0,48 мА). Этот итеративный метод иллюстрирует рис. Е.1. После нескольких итераций вы получите ответ, который, правда, оставляет желать лучшего.

С помощью метода нагрузочных линий ответ на подобный вопрос можно получить сразу же. Представьте себе, что вместо диода включен *некоторый* элемент; резистор с сопротивлением 1,0 кОм по-прежнему выступает в качестве нагрузки. А теперь давайте построим на вольт-амперной характеристике график зависимости тока, протекающего через резистор, от напряжения на элементе. Оказывается, построить такой график не трудно: при напряжении 0 В ток равен просто U_+/R (полное падение напряжения на резисторе); при напряжении U_+ ток равен

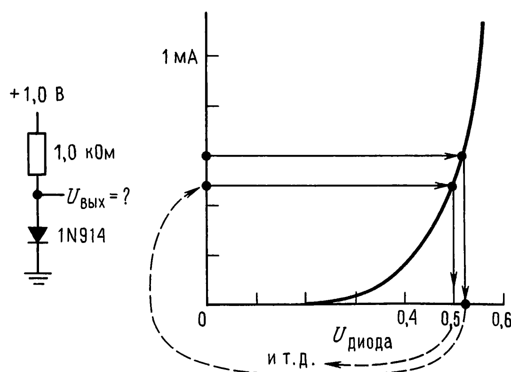


Рис. Е.1.

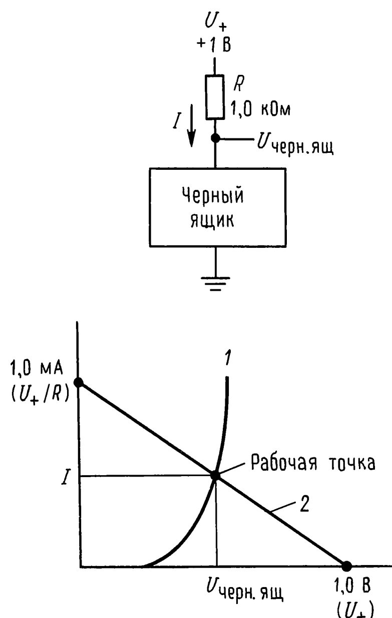


Рис. Е.2. *1* – вольт-амперная характеристика черного ящика (в данном случае диода); *2* – нагрузочная линия (устанавливается с помощью U_+ и R).

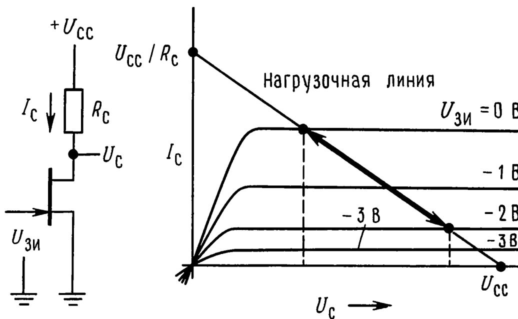


Рис. Е.3.

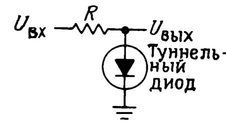


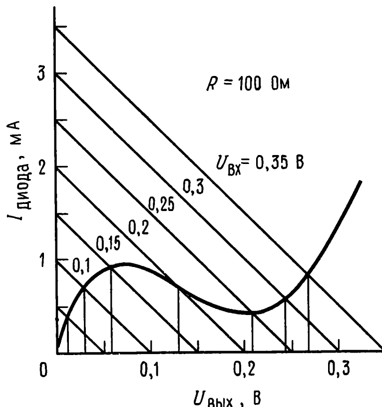
Рис. Е.4.

нулю; все промежуточные значения лежат на прямой, соединяющей эти две точки. Теперь на том же самом графике построим вольт-амперную характеристику элемента. Рабочая точка (точка покоя) принадлежит одновременно двум графикам, т. е. совпадает с точкой их пересечения, как показано на рис. Е.2.

При использовании метода нагрузочных линий для 3-выводных элементов (например, для лампы или транзистора) строят семейство вольт-ампертных характеристик элемента. На рис. Е.3 в качестве примера приведен обедненный полевой транзистор и семейство характеристик, построенных для различных значений напряжения между затвором и истоком. Выходное напряжение для заданного входного сигнала можно получить, если спроектировать на ось напряжения отрезок нагрузочной линии, заключенный между точками ее пересечения с вольт-амперными характеристиками, соответствующими входному сигналу. На примере показано напряжение стока для изменения напряжения на затворе (входного) от значения потенциала земли до -2 В.

На первый взгляд этот метод очень хорош, но по целому ряду причин его использование для схем с транзисторами и полевыми транзисторами очень ограничено. Во-первых, вольт-амперные характеристики, указываемые для полупроводниковых элементов, являются «типичными», а их технологический разброс может быть 5-кратным. Представьте, какой результат можно получить с помощью метода нагрузочных линий, если все характеристики сожмутся в 4 раза! Во-вторых, для элементов, обладающих логарифмическими характеристиками, таких, как диодный переход, линейная нагрузочная линия дает точный результат только на небольшом участке. И наконец, для всех элементов на твердом теле подходят неграфические методы, которые мы уже представили в этой книге. Эти методы, в частности, основаны на таких параметрах элементов, на которые можно положиться ($r_э$, $I_к$ при данных $U_{бэ}$ и T°C и т. п.), а не на параметрах, подверженных большим изменениям ($h_{21э}$, напряжение отсечки и т. п.). Во всяком случае, использование метода нагрузочных линий для транзисторов на основе публикуемых в паспортных данных характеристик дает вам ложное чувство уверенности в своих результатах, так как в этих характеристиках не учтен разброс.

Метод нагрузочных линий очень полезен для понимания работы схем, в состав которых входят нелинейные элементы. Некоторые интересные моменты иллюстрирует пример с туннельным диодом. Рассмотрим схему, представленную на рис. Е.4. Отметим, что в данном случае роль питающего напряжения играет напряжение $U_{вх}$. Изменение сигнала от пика до пика порождает семейство параллельных нагрузочных линий, пересекающихся с вольт-амперной характеристикой элемента (рис. Е.5, *а*). Приведенные значения соответствуют сопротивлению 100 Ом для резисторов нагрузки. Как следует из графика, выходной сигнал быстрее всего изменяется, когда нагрузочная линия пересекает участок отрицательного сопротивления на характеристике диода. Значения $U_{вых}$ (представляющие собой проекцию на ось *x*), соответствующие различным значениям $U_{вх}$ (отдельные нагрузочные линии), образуют пред-



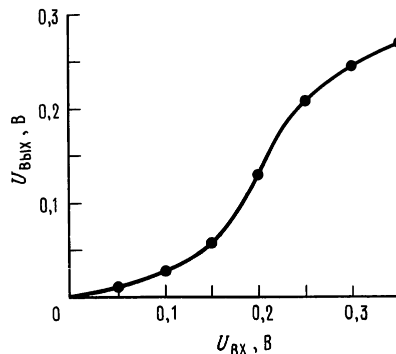


Рис. Е.5.

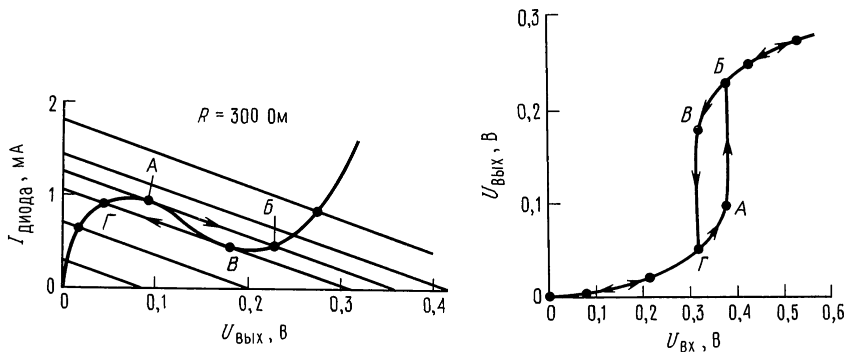


Рис. Е.6.

ставленную в этом же примере передаточную характеристику. Рассматриваемая схема обеспечивает некоторое усиление по напряжению для входных напряжений вблизи значения 0,2 В.

Интересное явление наблюдается в том случае, когда нагрузочные линии становятся более пологими, чем средняя часть характеристики диода. При этом сопротивление нагрузки превышает абсолютную величину отрицательного сопротивления диода и возможны две точки пересечения с характеристикой диода, как на рис. Е.6. По мере того как растет выходной сигнал, нагрузочные линии поднимаются до тех пор, пока точка пересечения не переходит скачком к более высокому значению $U_{вых}$. При изменении в обратном направлении точка пересечения аналогичным образом перемещается вниз до тех пор, пока скачком не возвратится обратно. Полная передаточная характеристика, как видим, обладает гистерезисом. Это явление позволяет использовать туннельные диоды в качестве быстродействующих переключательных элементов (триггеров).

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

НАСЫЩЕНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Подзаголовком этого приложения могут стать такие слова: «Диод база-коллектор одерживает победу над транзистором». На простой модели транзистора, в образе которого выступает человек, можно убедиться в наличии конечного напряжения насыщения, которым обладает биполярный транзистор. Основная идея состоит в том, что переход коллектор-база представляет собой большой диод с высоким значением I_0 (уравнение Эберса-Молла), значит, в *открытом* состоянии напряжение на нем при заданном значении тока ниже, чем на диоде база-эмиттер. Следовательно, при небольших значениях напряжения между коллектором и эмиттером (обычно 0,25 В и ниже) некоторую часть базового тока «забирает» диод коллек-

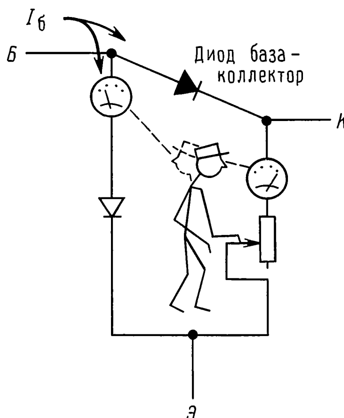


Рис. Ж.1.

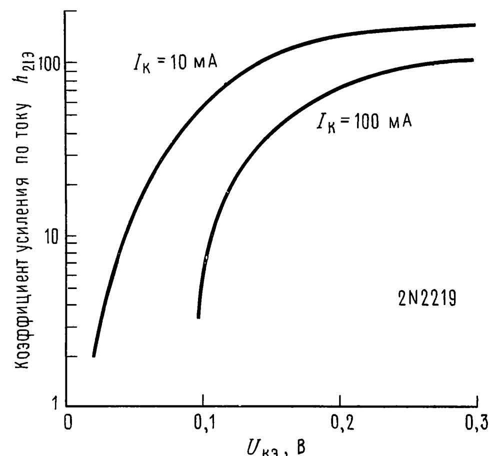


Рис. Ж.2.

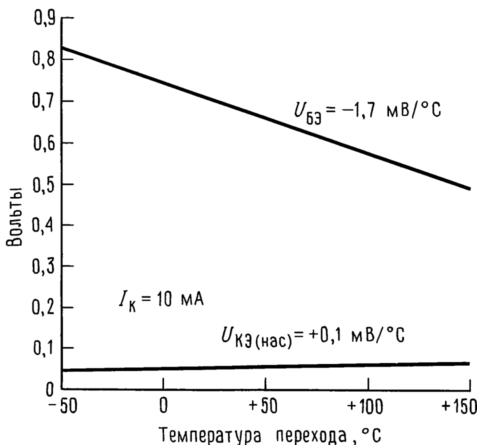


Рис. Ж.3.

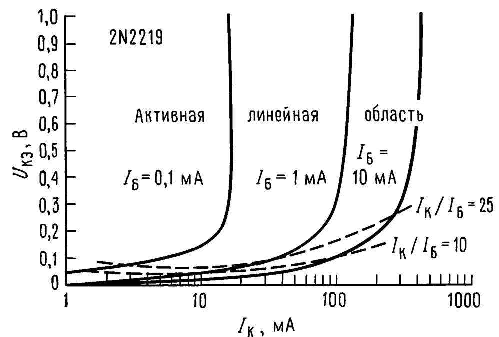


Рис. Ж.4.

тор–база (рис. Ж.1). В связи с этим уменьшается эффективное значение $h_{21э}$, и для того, чтобы потенциал коллектора был близок потенциалу эмиттера, приходится поддерживать относительно большие базовые токи. Это подтверждают результаты измерений, приведенные на рис. Ж.2.

Коллекторное напряжение насыщения $U_к$ (нас.) при определенном значении базового и коллекторного тока является величиной, почти не зависящей от температуры, так как температурные коэффициенты двух диодов взаимно компенсируют друг друга (рис. Ж.3). Это свойство представляет интерес, так как насыщенный транзистор часто используют для переключения больших токов и он может нагреваться (например, ток 10 А при напряжении насыщения 0,5 В дает мощность 5 Вт, которой вполне достаточно для того, чтобы переход небольшого мощного транзистора нагревался до температуры 100 °С или выше).

При использовании насыщенных переключателей обычно создают большой базовый ток (составляющий обычно 1/10 или 1/20 часть от коллекторного тока) для того, чтобы напряжение $U_{КЭ}$ (нас.) достигало значения в пределах от 0,05 до 0,2 В. Если нагрузка «потребует», чтобы коллекторный ток был значительно больше, то транзистор выйдет из насыщения и рассеиваемая мощность станет значительно больше. Результаты измерений, представленные на рис. Ж.4, показывают, что трудно точно установить, когда транзистор насыщен; можно использовать, например, такой критерий: $I_К = 10\,I_Б$.

ПРИЛОЖЕНИЕ З

LC-ФИЛЬТРЫ БАТТЕРВОРТА

Активные фильтры, как мы установили в гл. 5, очень удобно использовать на низких частотах, но на радиочастотах они неприменимы из-за условий, которые они предъявляют к ОУ в отношении скорости нарастания и ширины полосы пропускания. На частотах порядка 100 кГц и выше (а часто и на более низких частотах) лучше всего использовать фильтры, состоящие из индуктивностей и конденсаторов. Конечно, на СВЧ и микроволновых частотах вместо этих «ламповых» фильтров используют полосковые линии и резонаторы.

Для *LC*-фильтров, так же как и для активных фильтров, существуют различные методы анализа, различные характеристики. Например, можно использовать классические фильтры Баттерворта, Чебышева, Бесселя в качестве фильтров низких частот, высоких частот, полосовых и заграждающих фильтров. Оказывается, что проще всего разработать фильтр Баттерворта и на одной-двух страницах можно изложить всю информацию, необходимую для разработки НЧ- и ВЧ- *LC*-фильтров Баттерворта и даже привести примеры. Для получения более полной информации мы рекомендуем прекрасное руководство Зверева, указанное в библиографии. В табл. З.1 приведены значения нормализованных индуктивностей и емкостей для фильтров НЧ различного порядка. С помощью этой таблицы определяют действительные значения емкостей и индуктивностей по формулам для соответствующих фильтров.

Формулы для фильтров НЧ:

L_n (действ.) = $R_н L_n$ (табл.)/ω, C_n (действ.) = C_n (табл.)/ /ω$R_н$, где $R_н$ – сопротивление нагрузки, ω – угловая частота.

В табл. З.1 приведены нормализованные значения для 2–8-полюсных фильтров НЧ для двух наиболее общих случаев, а именно: (а) сопротивление источника и нагрузки равны; (б) одно из сопротивлений, источника или нагрузки, значительно больше другого. Прежде чем прибегать к помощи таблицы, решите, используя характеристику Баттерворта (графики приведены в разд. 5.05 и 5.07), сколько полюсов вам нужно иметь. Затем, используя приведенные выше уравнения, определите конфигурацию фильтра (И- или П-образная, см. рис. З.1) и величины компонен-

Таблица 3.1 Низкочастотные фильтры Баттерворта[а)] ($R_н$ = 1 Ом)

π	$R_н$	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8
T	$1/R_в$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8
$n = 2$	1	1,4142	1,4142						
	∞	1,4142	0,707!						
$n = 3$	1	1,0	2,0	1,0					
	∞	1,5	1,3333	0,5					
$n = 4$	1	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654				
	∞	1,5307	1,5772	1,0824	0,3827				
$n = 5$	1	0,6180	1,6180	2,0	1,6180	0,6180			
	∞	1,5451	1,6944	1,3820	0,8944	0,3090			
$n = 6$	1	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176		
	∞	1,5529	1,7593	1,5529	1,2016	0,7579	0,2588		
$n = 7$	1	0,4450	1,2470	1,8019	2,0	1,8019	1,2470	0,4450	
	∞	1,5576	1,7988	1,6588	1,3972	1,0550	0,6560	0,2225	
$n = 8$	1	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902
	∞	1,5607	1,6248	1,7287	1,5283	1,2588	0,9371	0,5776	0,1951

[а)] Величины $L_н$, $C_н$ соответствуют нагрузке 1 Ом и частоте среза (−3 дБ) 1 рад/с. Правила преобразования см. в тексте.

тов. Для одинаковых сопротивлений источника и нагрузки подходит любая конфигурация: П-образные фильтры предпочтительнее, так как для них требуется меньшее количество индуктивностей. Если сопротивление нагрузки значительно выше (ниже), чем сопротивление источника, то следует использовать Т-образный (П-образные) фильтр.

При разработке фильтра высоких частот воспользуйтесь описанной процедурой для того, чтобы выбрать конфигурацию фильтра и определить необходимое число полюсов. Затем проделайте универсальное преобразование фильтра НЧ в фильтр ВЧ, показанное на рис. 3.2. Оно заключается в простой замене индуктивностей конденсаторами и наоборот. Действительные величины компонентов определяются по табл. 3.1 с помощью формул:

Формулы для ВЧ:

L_n (действ.) $= R_н/\omega C_n$ (табл.), C_n (действ.) $= 1/R_н \omega L_n$ (табл.).

Приведенные ниже примеры показывают, как использовать табличные значения при разработке фильтров НЧ и ВЧ.

Пример I. Требуется разработать 5-полюсный фильтр НЧ при условии, что сопротивления нагрузки и источника равны 75 Ом, а частота среза (−3 дБ) составляет 1 МГц.

Для уменьшения числа индуктивностей выберем П-образный фильтр. С помощью формул преобразования получим:

$C_1 = C_5 = 0{,}618/2\pi \cdot 10^6 \cdot 75 = 1310$ пФ,

$L_2 = L_4 = 75 \cdot 1{,}618/2\pi \cdot 10^6 = 19{,}3$ мкГ,

$C_3 = 2/2\pi \cdot 10^6 \cdot 75 = 4240$ пФ.

Рис. 3.1.

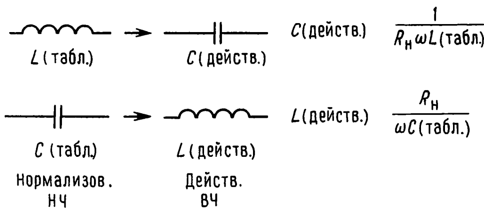


Рис. 3.2.

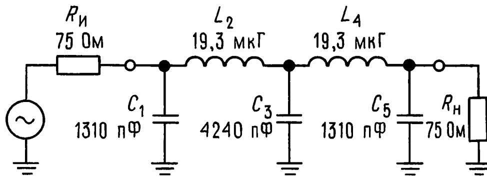


Рис. 3.3.

Полная схема фильтра показана на рис. 3.3. Отметим, что все фильтры с одинаковыми сопротивлениями источника и нагрузки имеют симметричную конфигурацию.

Пример II. Требуется разработать 3-полюсный фильтр НЧ при условии, что импеданс источника равен 50 Ом, сопротивление нагрузки равно 10 кОм, а частота среза составляет 100 кГц.

В связи с тем что $R_и \ll R_н$, выберем *T*-образную конфигурацию. Воспользуемся формулами преобразования, учитывая, что $R_н = 10$ кОм:

$L_1 = 10^4 \cdot 1{,}5/2\pi \cdot 10^5 = 23{,}9$ мГ,

$C_2 = 1{,}3333/2\pi \cdot 10^5 \cdot 10^4 = 212$ пФ,

$L_3 = 10^4 \cdot 0{,}5/2\pi \cdot 10^5 = 7{,}96$ мГ.

Полная схема фильтра показана на рис. 3.4.

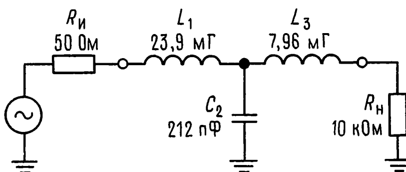


Рис. 3.4.

Пример III. Требуется разработать 4-полюсный фильтр НЧ при условии, что сопротивление источника (напряжения) равно нулю, сопротивление нагрузки равно 75 Ом, а частота среза составляет 10 МГц.

Как и в предыдущем примере, выберем *T*-образную конфигурацию, так как $R_и \ll R_н$. Воспользуемся формулами преобразования:

$L_1 = 75 \cdot 1{,}5307/2\pi \cdot 10^7 = 1{,}83$ мкГ, $C_2 = 1{,}5772/2\pi \times 10^7 \cdot 75 = 335$ пФ, $L_3 = 75 \cdot 1{,}0824/2\pi \cdot 10^7 = 1{,}29$ мкГ, $C_4 = 0{,}3827/2\pi \cdot 10^7 \cdot 75 = 81{,}2$ пФ.

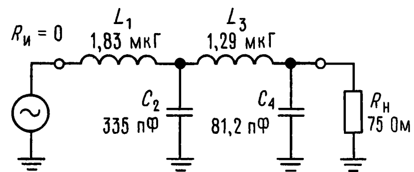


Рис. 3.5.

Пример IV. Требуется разработать 2-полюсный фильтр НЧ при условии, что в качестве источника используется источник тока, сопротивление нагрузки равно 1 кОм, а частота среза составляет 10 кГц.

Выберем П-образную конфигурацию, так как $R_и \ll R_н$. Воспользуемся формулами преобразования:

$C_1 = 1{,}4142/2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^3 = 0{,}0225$ мкФ,
$L_2 = 10^3 \times 0{,}7071/2\pi \cdot 10^4 = 11{,}3$ мГ.

Полная схема фильтра показана на рис. 3.6.

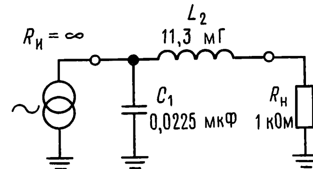


Рис. 3.6.

Пример V. Требуется разработать 3-полюсный фильтр ВЧ при условии, что сопротивление источника и нагрузки равно 52 Ом, а частота среза составляет 6 МГц.

Возьмем *T*-образный фильтр и заменим индуктивности на конденсаторы и наоборот:

$C_1 = C_3 = 1/52 \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 1{,}0 = 510$ пФ,

$L_2 = 52/2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 2{,}0 = 0{,}690$ мкГ.

Полная схема фильтра показана на рис. 3.7. Хотелось бы подчеркнуть, что разработка пассивных

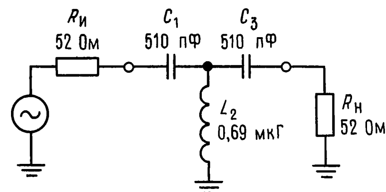


Рис. 3.7.

фильтров представляет собой обширный предмет, включающий в себя множество разнообразных вопросов, и он, конечно, не исчерпывается простой таблицей фильтров Баттерворта.

ПРИЛОЖЕНИЕ И

ЖУРНАЛЫ И ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ИЗДАНИЯ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

В этом приложении в нескольких разделах мы представляем журналы по электронике, о которых должен знать разработчик. В большинстве из них вы найдете много рекламных материалов, прославляющих достоинства и характеристики новых ИС, приборов, компьютеров и т. п., реклама служит хорошим источником информации о новых изделиях фирм, она не скучна и не однообразна, что присуще рекламе, помещаемой в обычных газетах и журналах. В конце журнала всегда помещается «информационная карточка читателя», на которой зарубежный специалист может отметить номера тех объявлений, которые его заинтересовали. Более подробную информацию он получит по почте через несколько недель. Эта система зарекомендовала себя очень хорошо.

Журналы по электронике

EDN; Electronic Design; Electronics; Electronic Products. Хотя бы один из этих журналов нужно обязательно читать для того, чтобы быть в курсе появления новых компонентов и новых подходов к разработке электронных схем. Рекламная информация имеет не меньшее значение, чем статьи.

EE Times, Electronic News. Газеты по электронной промышленности.

Electronics and Wireless World. Английский журнал по электронике для любителей и профессионалов.

Ham Radio. Наиболее техническое из всех изданий, публикуемых радиолюбителями.

Journal of Solid State Circuits (IEEE). Журнал, посвященный разработке схем и новым ИС.

QST. Журнал для радиолюбителей, публикуется Американской лигой радиолюбителей.

Spectrum (IEEE). Журнал по электронике для широкого круга читателей, издается Институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. Содержит хорошие обзорные статьи по широкому кругу вопросов.

Журналы по вычислительной технике

Byte. Первый массовый журнал по персональным компьютерам. Содержит хорошие рекомендации по проблемам применения персональных компьютеров.

Computer Design. Журнал по техническому и программному обеспечению систем больших ЭВМ.

Computer in Phisics. Название говорит само за себя.

Dr. Dobbs Journal. Адресован программистам. Основное внимание уделяется программным системам и разработке программ.

MacWorld; MacUser. Содержит оценку технического и программного обеспечения с точки зрения конечного пользователя; помещает обзоры изделий фирм.

PC Magazine. Полезный журнал для владельцев персональных компьютеров.

PC Tech Journal. Технический журнал по персональным компьютерам.

PC Week; Inforworld; Macintosh Today. Коммерческие еженедельники газетного формата, полны последних сплетен.

Другие журналы

Measurement and Control News. Содержит информацию о биомедицинских и химических приборах.

Nuclear Instruments and Methods; Review of Scientific Instruments. Приборы для научных исследований.

ПРИЛОЖЕНИЕ К

ПРЕФИКСЫ В СЕРИЙНЫХ НОМЕРАХ ИС

Рассмотрим такой пример: необходимо заменить ИС или по крайней мере узнать о ней какие-либо данные. Схема имеет следующую маркировку:

DM8095N

7410 NS

и располагается в 16-контактном корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP). Что же из этого следует? Номер 7410 кажется вам знакомым, и вы заказываете несколько микросхем типа 7410. Через неделю вы получаете заказ, но оказывается, что ИС расположены в 14-контактных корпусах с двухрядным расположением выводов!

Для того чтобы не попадать в такие глупые ситуации, нужно иметь перечень серийных номеров ИС, по которому легко определить фирму-изготовителя. В этом приложении мы попытались навести порядок в этом вопросе. Мы не претендуем на полноту и точность, тем более, что список пополняется каждый день. (Кстати, та загадочная ИС, которую мы так неудачно опознали, представляет собой ИС типа 8095 фирмы National Semiconductor, она выполняет функции ТТЛ-буферного усилителя и была изготовлена на 10-й неделе 1974 г.)

Префиксы ИС

Различные фирмы-изготовители используют, как правило, определенные префиксы перед номером серии ИС, даже если они изготавливают ИС одного типа. В нашем примере префикс DM означает, что это цифровая однокристальная ИС фирмы National Semiconductor (на фирму указывают также буквы NS). Далее приводится список употребляемых сейчас префиксов.

Префикс	*Фирма-изготовитель*
ACF, AY, GIC, GP, SPR	General Instrument (GI)
AD, CAV, HAS, HDM	Analog Devices
ADC, DM, DS, LF LFT, LH, LM, NH	National Semiconductor (NSC)
AH	Optical Electronics Inc.
Am	Advanced Micro Devices (AMD)
AM	Datel
AN	Panasonic
Bt	Brooktree
BX, CX	Sony
C, I, i	Intel
CA, CD, CDP	GE/RCA
CA, TDC, MPY, THC, TMC	TRW
CM, HV	Supertex
CLC	Comlinear
CMP, DAC, MAT, OP, PM, REF, SSS	Precision Monolithics
CY	Cypress
D, DF, DG, SI	Siliconix
DS	Dallas Semiconductor
EF, ET, MK, SFC, TDF, TS	Thomson/Mostek
EP, EPM, PL	Altera
F, μA, μL, *Unx*	Fairchaild/NSC
FSS, ZLD	Ferranti
GA	Gazelle
GAL	Lattice
GEL	GE
HA, HI	Harris
HA, HD, HG, HL, HM, HN	Hitachi
HADC, HDAC	Honywell
HEP, MC, MCC, MCM, MEC, MM, MWM	Motorola
ICH, ICL, ICM, IM	GE/Intersil
IDT	Integrated Device Technology Siemens
IMS	Inmos
INA, ISO, OPA, PWR	Burr-Brown
IR	Sharp
ITT, MIC	ITT
KA	Samsung
L	SGS
L, LD	Siliconix, Siltronics
L, UC	Unitrode
LA, LC	Sanyo
LS	LST Computer Systems
LT, LTC, LTZ	Linear Technology Corp.
M	Mitsubishi
MA	Analog Systems, Marconi
MAX	Maxim
MB	Fujitsu
MCS	MOS Technology
MIL	Microsystems International
ML, MN, SL, SP, TAB	Plessey
ML, MT	Mitel
MM	Teledyne-Amelco, Monolithic Memories
MN	Micro Networks
MP	Micro Power Systems
MSM	Oki
N, NE, PL, S, SE, SP	Signetics
*nn*G	Gigabit Logic
NC	Nitron
PA	Apex
PAL	AMD/MMI
R	Rockwell
R, Ray, RC, RM	Raytheon
RD, RF, RM, RT, RU	EG&C Reticon
S	AMI
SFC	ESMF
SG	Silicon General
SN, TL, TLC, TMS	Texas Instruments (TI)
SS	Silicon Systems
T, TA, TC, TD, TMM, TMP	Toshiba
OM, PCD, PCF, SAA, SAB, SAF, SCB, SCN, TAA, TBA, TCA, TDA, TEA, U	AEG, Amperex, SGS, Siemens, Signetics, Telefunken
TML	Telmos
TP	Teledyne Philbrick
TPQ, UCN, UCS, UDN, UDS, UHP, ULN, ULS	Sprague
TSC	Teledyne Semiconductor
μPB, μPC, μPD	NEC
V	Amtel
VA, VC	VTC
VT	LSI Technology Inc. (VTI)
X	Xicor
XC	Xilinx
XR	Exar
Z	Zilog
ZN	Ferranti
5082-*nnnn*	Hewlett-Packard (HP)

Суффиксы

Суффикс указывает на тип корпуса и температурный интервал. Существуют 3 стандартных интервала температур: военный (от −55 до +125 °C), промышленный (от −25 до +85 °C) и коммерческий (от 0 до 70 °C). Последний интервал подходит для систем, которые используются в помещениях с нормальными условиями эксплуатации. По собственной прихоти каждая фирма-изготовитель устанавливает для себя собственные суффиксы и часто их изменяет. Мы не стремились привести здесь все суффиксы, так как это едва ли поможет при идентификации ИС. (Однако, прежде чем заказывать ИС, следует найти и указать правильный суффикс.)

Указание даты в маркировке. На большинстве ИС и транзисторов и на многих других электронных компонентах проставляется четырехзначная дата изготовления: первые две цифры указывают год, а последние две – неделю года. В приведенном выше примере число 7410 означает, что ИС была изготовлена во вторую неделю марта месяца 1974 г. Иногда эти цифры полезны, так как позволяют определить возраст компонентов, имеющих ограниченный срок службы (к числу таких компонентов относятся, на-

пример, электролитические конденсаторы); к сожалению, компоненты с наиболее коротким сроком службы (батареи) специально маркируют так, что нельзя определить дату изготовления. Если вам попадется партия ИС с необычно высоким уровнем отказов (в большинстве случаев на предприятии проверяется только некоторая выборка из партии; как правило, от 0,01% до 0,1% поступающих в продажу ИС не отвечает паспортным данным), то лучше не заменять их схемами с такой же датой изготовления. Дата, указанная в маркировке, позволяет также определять дату изготовления коммерческого оборудования. Так как ИС не «черствеют» подобно хлебу, нет смысла отказываться от ИС со старой датой изготовления.

ПРИЛОЖЕНИЕ Л

ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАСПОРТА НА ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

В этом приложении мы привели три паспорта на элементы в том виде, каком их предоставляет фирма-изготовитель. Мы выбрали подходящие для примера или широко распространенные элементы, особое внимание при отборе было обращено на то, чтобы паспорта были четкими и понятными.

На следующих страницах помещены паспорта на следующие элементы:

2N4400-4401 Популярный сигнальный транзистор (по изданию Motorola Semiconductor Library, том 1, 1974). (С разрешения фирмы Motorola Semiconductor Products Inc.)

LF411-412 Популярная серия ОУ на полевых транзисторах с *p*–*n*-переходом (печатается по изданию National Semiconductor Linear Data Book, том 1, 1988). (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.)

LM317 Регулируемый 3-выводной стабилизатор положительного напряжения (печатается по изданию National Semiconductor Linear Data Book, 1978). (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.)

2N4400 2N4401

Кремниевые переключательные и усилительные *n*–*p*–*n*-транзисторы; август 1966 – DS 5198

Кремниевые *n*–*p*–*n*-транзисторы типа ANNULAR[1]

... предназначены для ключевых схем общего назначения, усилительных схем и для использования в комплементарных схемах совместно с *p*–*n*–*p*-транзисторами типа 2N4402 и 2N4403.

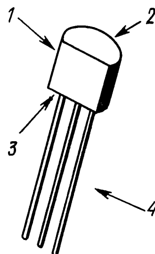
- Высокое предельное напряжение – пробивное $U_{кэо} = 40$ В (мин.).
- Усиление по току определяется в пределах от 0,1 до 500 мА.
- Низкое напряжение насыщения

$U_{кэ\,(нас)} = 0{,}4$ В (макс.) при $I_к = 150$ мА.

- Полный перечень переключательных и усилительных характеристик.
- Литой корпус типа Injection–Molded Unibloc[2].

[1] Полупроводниковые элементы типа Annular запатентованы фирмой Motorola.

[2] Торговый знак фирмы Motorola Inc.



1 – плоский *D*-образный корпус для обеспечения монтажа на плоской плате; *2* – прочный, литой, высокотемпературный, прессованный, влагоустойчивый пластмассовый корпус; *3* – расположение вывода легко приспосабливается к стандартному кругу выводов ТО-18; *4* – овальные позолоченные выводы длиной 19/32 дюйма позволяют надежно паять соединение.

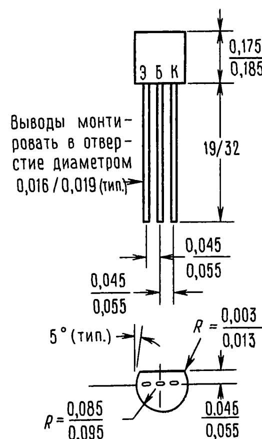


Схема ТО-92.

Предельно допустимые значения

Характеристика	Обозначение	Предельное значение	Единица измерения
Напряжение между коллектором и эмиттером	$U_{кэо}$	40	В пост. тока
Напряжение между коллектором и базой	$U_{кб}$	60	В пост. тока
Напряжения между эмиттером и базой	$U_{эб}$	6	В пост. тока
Коллекторный ток	$I_к$	600	мА пост. тока
Полная рассеиваемая мощность $T_{окр} = 25°C$ при температуре выше 25°C	$P_р$	310 2,81	мВт мВт/°C
Рабочий температурный диапазон и температурный диапазон хранения	$T_п$, $T_{хр}$	−55 − +135	°C

Температурные характеристики

Характеристика	Обозначение	Макс. значение	Единица измерения
Температурное сопротивление между переходом и корпусом	$\theta_{пк}$	0,137	°C/мВт
Температурное сопротивление между переходом и окружающей средой	$\theta_{по}$	0,357	°C/мВт

Электрические характеристики ($T_{окр}$ = 25°C, если не указано иное)

Характеристика	Номер рис.	Обозначение	Мин.	Макс.	Единица измерения
Характеристики выключенного транзистора					
Напряжение пробоя для перехода коллектор–эмиттер* ($I_к$ = 1 мА пост. тока, $I_б = 0$)		$U_{пробоя\ кэо}$	40	–	В пост. тока
Напряжение пробоя для перехода коллектор–база ($I_к$ = 0,1 мА пост. тока, $I_б = 0$)		$U_{пробоя\ кбо}$	60	–	В пост. тока
Напряжение пробоя для перехода эмиттер–база ($I_э$ = 0,1 мА пост. тока, $I_к = 0$)		$U_{пробоя\ эбо}$	6	–	В пост. тока
Обратный ток коллектора ($U_{кэ}$ = 35 В пост. тока, $U_{эб\ (выкл)}$ = 0,4 В пост. тока)		$I_{кэ}$	–	0,1	мкА пост. тока
Обратный ток базы ($U_{кэ}$ = 36 В) пост. тока, $U_{эб\ (выкл)}$ = 0,4 В пост. тока		I_b	–	0,1	мкА пост. тока

Продолжение табл.

Характеристики включенного транзистора					
Коэффициент усиления по пост. току	15	$h_{21э}$			
($I_к$ = 0,1 мА пост. тока, 2N4401 $U_{кэ}$ = 1 В пост. тока)			20	–	–
($I_к$ = 1 мА пост. тока, 2N4400			20	–	
$U_{кэ}$ = 1 В пост. тока) 2N4401			40	–	
($I_к$ = 10 мА пост. тока, 2N4400			40	–	
$U_{кэ}$ = 1 В пост. тока) 2N4401			80	–	
($I_к$ = 150 мА пост. тока, 2N4400			50	150	
$U_{кэ}$ = 1 В пост. тока)* 2N4401			100	300	
($I_к$ = 500 мА пост. тока, 2N4400			20	–	
$U_{кэ}$ = 2 В пост. тока)* 2N4401			40	–	
Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером*	16, 17, 18	$U_{кэ (нас)}$			
($I_к$ = 150 мА пост. тока, $I_б$ = 15 мА пост. тока)			–	0,4	В пост. тока
($I_к$ = 500 мА пост. тока, $I_б$ = 50 мА пост. тока)			–	0,75	
Напряжение насыщения между базой и эмиттером	17, 18	$U_{бэ (нас)}$			В пост. тока
($I_к$ = 150 мА пост. тока, $I_б$ = 15 мА пост. тока)			0,75	0,95	
($I_к$ = 500 мА пост. тока, $I_б$ = 50 мА пост. тока)			–	1,2	
Характеристики транзистора для малого сигнала					
Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания		$f_т$			МГц
($I_к$ = 20 мА пост. тока, $U_{кэ}$ = 10 В пост. тока, f = 100 МГц) 2N4400			200		
2N4401			250		
Емкость перехода коллектор–база ($U_{кб}$ = 5 В пост. тока, $I_э$ = 0, f = 100 кГц, эмиттер изолирован)	3	$C_{кб}$	–	6,5	пФ
Емкость перехода эмиттер–база ($U_{бэ}$ = = 0,5 В пост. тока, $I_к$ = 0, f = 100 кГц, коллектор изолирован)	3	$C_{эб}$	–	30	пФ
Входное сопротивление ($I_к$ = 1 мА пост. тока, $U_{кэ}$ = 10 В пост. тока, f = 1 кГц)	12	$h_{11э}$			Ом
2N4400			500	7,5 кОм	
2N4401			1,0 кОм	15 кОм	
Коэффициент обратной связи по напряжению ($I_к$ = 1 мА пост. тока, $U_{кэ}$ = 10 В пост. тока, f = 1 кГц)	13	$h_{12э}$	0,1	8	10^{-4}
Коэффициент усиления для малого сигнала	11	$h_{21э}$			

Характеристика	Номер рис.	Обозначение	Мин.	Макс.	Единица измерения
($I_к = 1$ мА пот. тока, $U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $f = 1$ кГц) 2N4400			20	250	
2N4401			40	500	
Выходная проводимость ($I_к = 1$ мА пост. тока, $U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $f = 1$ кГц)	14	$h_{23э}$	1	30	мкмо
Характеристики переключения					
Время задержки $U_{кк} = 30$ В пост. тока, $U_{эб\,(выкл)} = 2$ В пост. тока	1,5	$t_з$	–	15	нс
Время нарастания $I_к = 150$ мА пост. тока, $I_б = 15$ мА пост. тока	1, 5, 6	$t_н$	–	20	нс
Время рассасывания $U_{кк} = 30$ В пост. тока, $I_к = 150$ мА пост. тока	2,7	$t_{расс}$	–	225	нс
Время спада $I_{б1} = I_{б2} = 15$ мА	2,8	$t_{сп}$	–	30	нс

* Параметры импульса при измерении: длительность импульса $\leqslant 300$ мкс, рабочий цикл $\leqslant 2\%$ [1].

[1] Величина, обратная скважности, т. е. отношение длительности импульса к его периоду.– *Прим. ред.*

Эквивалентные схемы для измерения времени переключения

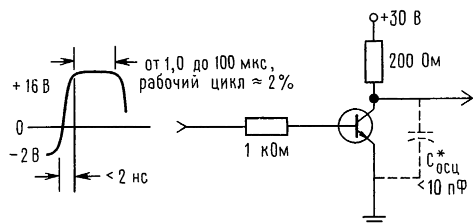


Рис. 1. Время включения.
Время нарастания осциллографа < 4 нс, * полная шунтирующая емкость испытательного стенда, соединений и осциллографа.

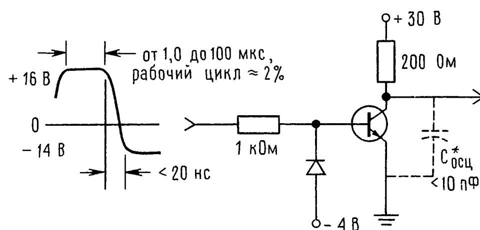


Рис. 2. Время выключения.

Переходные характеристики

На рис. 3–8: —— 25°C, --- 100 °C.

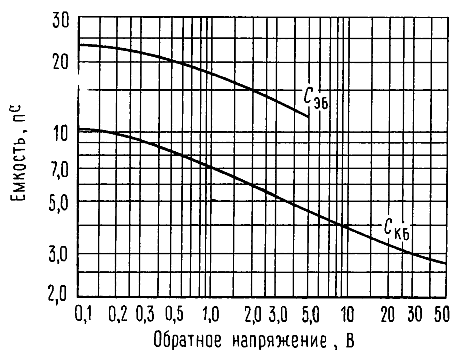


Рис. 3. Емкости.

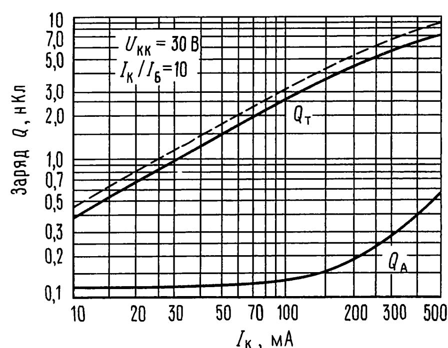


Рис. 4. Характеристики заряда.

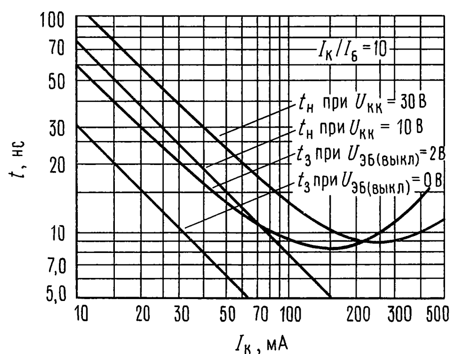


Рис. 5. Время включения.

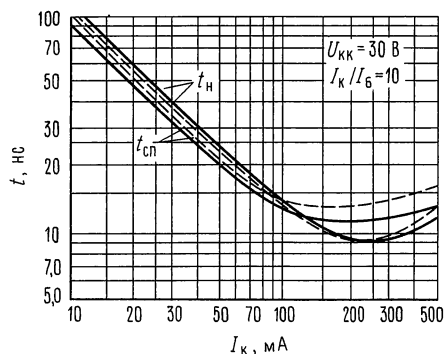


Рис. 6. Время нарастания и время спада.

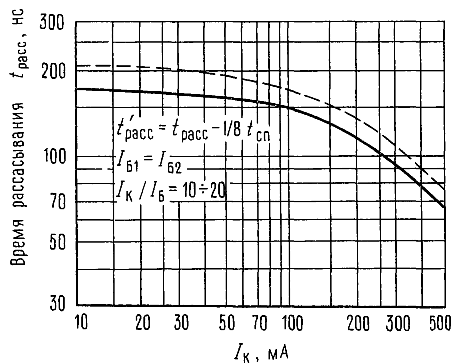


Рис. 7. Время хранения.

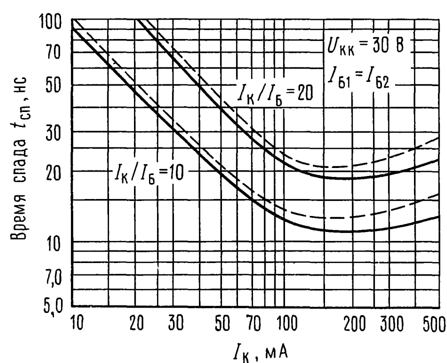


Рис. 8. Время спада.

Характеристики малого сигнала

Коэффициент шума

$U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $T_{окр} = 25\,°С$.

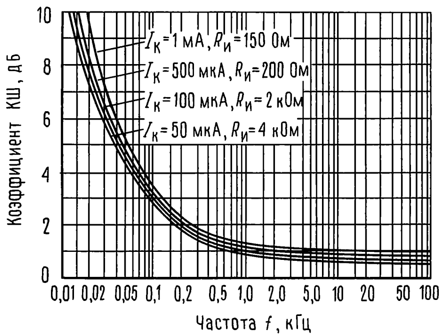


Рис. 9. Влияние частоты.

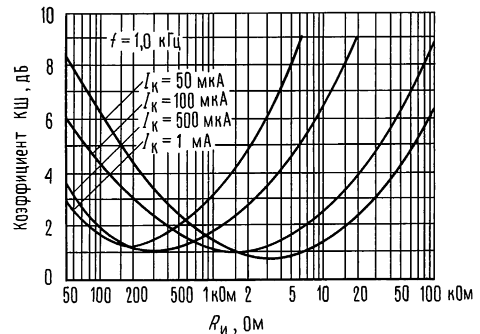


Рис. 10. Влияние сопротивления источника.

h-параметры

$U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $f = 1$ кГц, $T_{окр} = 25\,°С$.

Эта группа графиков иллюстрирует взаимосвязь между $h_{21э}$ и другими *h*-параметрами для транзисторов этой серии. Для получения этих кривых были отобраны элементы с высоким и низким коэффициентом усиления среди транзисторов типа 2N4400 и 2N4401, соответствующие номера элементов проставлены на каждом из графиков.

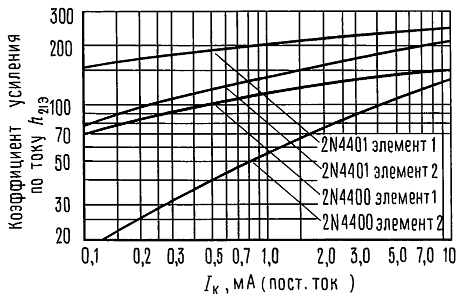


Рис. 11. Коэффициент усиления по току.

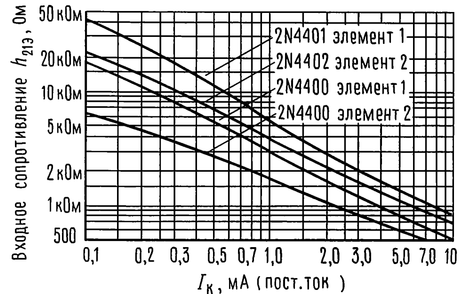


Рис. 12. Входное сопротивление.

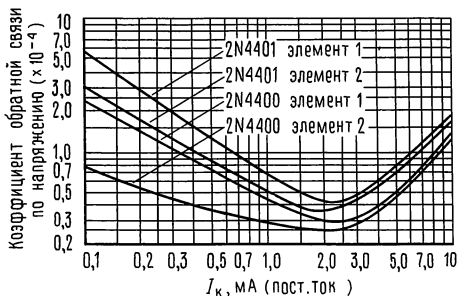


Рис. 13. Коэффициент обратной связи по напряжению.

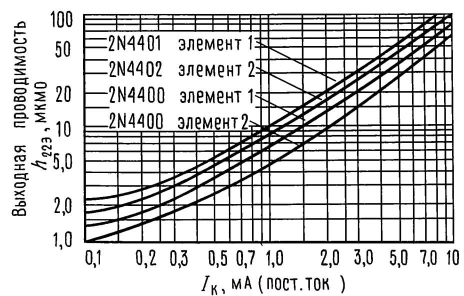


Рис. 14. Выходная проводимость.

Статические характеристики

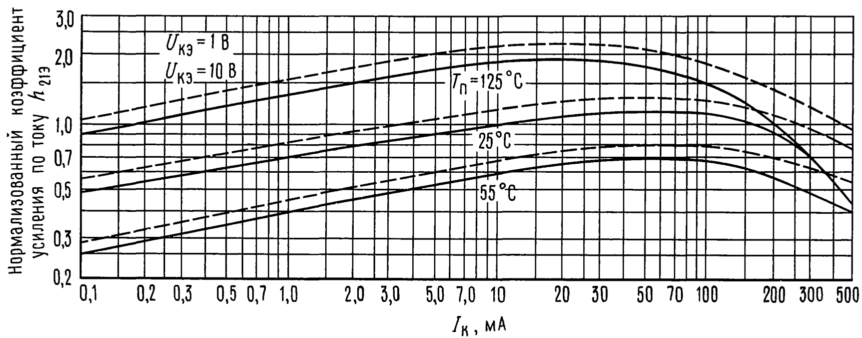


Рис. 15. Коэффициент усиления по постоянному току.

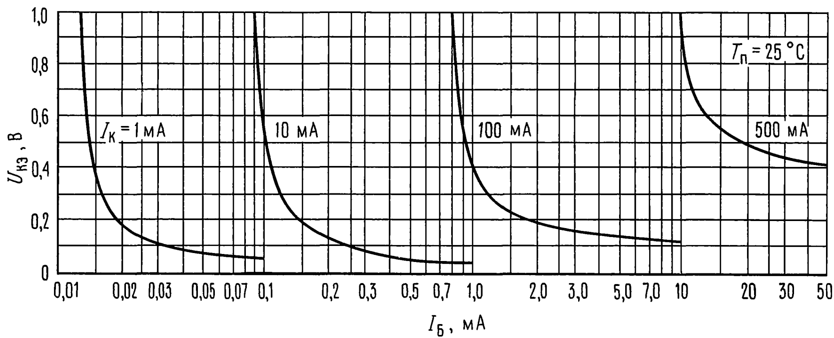


Рис. 16. Область насыщения коллектора.

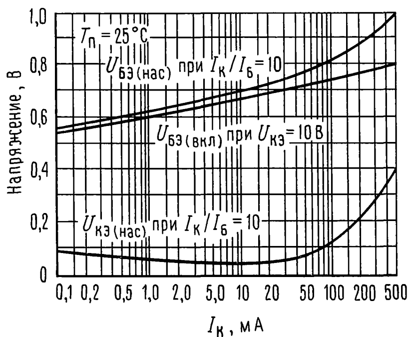


Рис. 17. Напряжения «включенного» состояния.

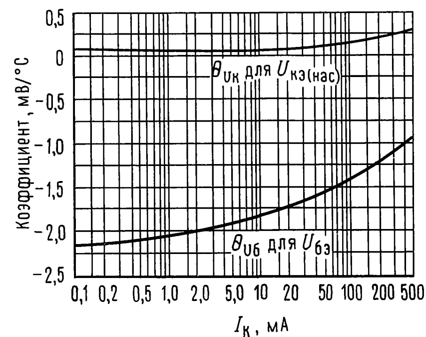


Рис. 18. Температурные коэффициенты.

Операционные усилители с входами на полевых транзисторах с p–n-переходом с небольшим напряжением сдвига, малым дрейфом LF411A/LF411 (National Semiconductor)

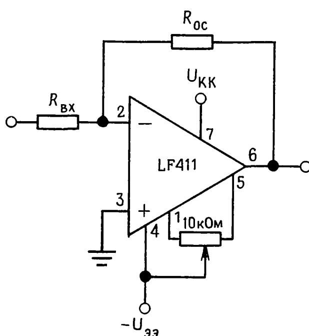
Общее описание. Эти недорогие, быстродействующие элементы представляют собой операционные усилители с входами на полевых транзисторах с p–n-переходом с очень небольшим напряжением сдвига и гарантированным малым дрейфом этого напряжения. Для них требуется небольшой питающий гок, при этом обеспечивается высокое значение произведения коэффициента усиления на ширину полосы пропускания и высокая скорость нарастания. Кроме того, хорошо согласованные высоковольтные ОУ с входами на полевых транзисторах с p–n-переходом характеризуются малым входным током смещения и малым током сдвига. По выводам элемент LF411 совместим со стандартным элементом LM741, а это значит, что разработчик может моментально улучшить характеристики уже существующих приборов.

Эти усилители можно рекомендовать к использованию в качестве быстродействующих интеграторов, быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, схем выборки и запоминания и прочих схем, требующих небольшого напряжения сдвига и небольшого дрейфа этого напряжения, малого входного тока смещения, большого входного импеданса, высокой скорости нарастания и широкой полосы пропускания

Свойства:

● внутренняя регулировка напряжения сдвига	0,5 мВ (макс.)
● дрейф входного напряжения сдвига	10 мкВ/°С (макс.)
● малый входной ток сдвига	50 пА
● малый входной шумовой ток	0,01 пА/$\sqrt{\text{Гц}}$
● широкая полоса пропускания	3 МГц (мин.)
● высокая скорость нарастания	10 В/мкс (мин.)
● небольшой потребляемый ток	1,8 мА
● высокий входной импеданс	10^{12} Ом
● небольшое искажение гармонической составляющей, при $K_U = 10$, $R_н = 10$ кОм, $U_{вых} = 2U_{от\ пика\ до\ пика}$, ширина полосы = 20 Гц–20 кГц	<0,02%
● небольшой угол наклона характеристики $1/f$	50 Гц
● быстрое установление до 0,01%	2 мкс

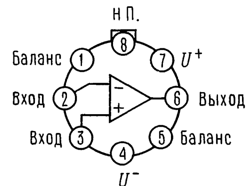
Типовое соеднинение



X – электрический класс
Y – температурный диапазон
«М» – военный стандарт,
«С» – коммерческий стандарт
Z – тип корпуса «Н» или «N»

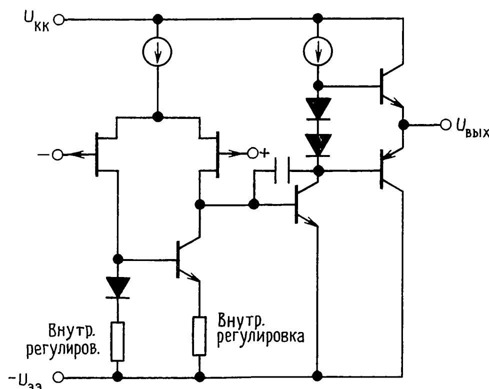
Схема соединений

Металлический корпус



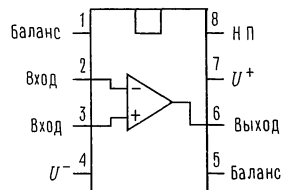
Вид сверху. Примечание: выход 4 соединен с корпусом. Порядковый номер LF411AMH, LF411MH, LF411CH или LF411CH, см. корпус типа H08H фирмы National Semiconductor.

Упрощенная схема



BI-FET II™ – торговая марка фирмы National Semiconductor Corp.

Корпус с двухрядным расположением выводов



Вид сверху. Порядковый номер LF411ACH или LF411CN, см. корпус типа N08E фирмы National Semiconductor.

Предельно допустимые значения параметров. Если элементы преназначаются для военных/аэрокосмических приборов, просим связаться с торговым отделом фирмы National Semiconductor по вопросу наличия и характеристик (см. примеч. 8).

	LF411A	**LF411**
Напряжение питания	±22 В	±18 В
Дифференциальное входное напряжение	±38 В	±30 В
Диапазон входного напряжения (примеч. 1)	±19 В	±15 В
Продолжительность короткого замыкания на выходе	продолжительное К.З.	продолжительное К.З.

	Корпус типа H	**Корпус типа N**
Рассеиваемая мощность (примеч. 2 и 9)	670 мВт	670 мВт
$T_п$ макс.	150 °С	115 °С
$\theta_{п\,окр}$	225 °С/Вт (отсутствует движение воздуха)	120 °С/Вт
$\theta_{пк}$	25 °С/Вт	
Рабочий температурный диапазон	(Прим. 3)	(Прим. 3)
Температура хранения	$-65\,°C \leqslant T_{окр} \leqslant 150\,°C$	$-65\,°C \leqslant T_{окр} \leqslant 150\,°C$
Температура пайки (продолжительность пайки 10 с)	260 °С	260 °С

Электрические характеристики по постоянному току (прим. 4)

Условное обозначение	Параметр	Условия измерения		LF411A мин.	LF411A тип.	LF411A макс.	LF411 мин.	LF411 тип.	LF411 макс.	Единица измерения
$U_{сдв}$	Входное напряжение сдвига	$R_н = 10$ кОм, $T_{окр} = 25°C$			0,3	0,5		0,8	2,0	мВ
$U_{сдв}/\Delta T$	Средний температурный коэффициент входного напряжения сдвига	$R_н = 10$ кОм (прим. 5)			7	10		7	20 (прим. 5)	мкВ/°С
$I_{сдв}$	Входной ток сдвига	$U_н = \pm 15$ В (прим. 4,6)	$T_п = 25°C$		25	100		25	100	пА
			$T_п = 70°C$			2			2	нА
			$T_п = 125°C$			25			25	нА
$I_{см}$	Входной ток	$U_н = \pm 15$ В	$T_п = 25°C$		50	200		50	200	пА
			$T_п = 70°C$			4			4	нА
			$T_п = 125°C$			50			5	нА
$R_{вх}$	Входное сопротивление	$T_п = 25°C$			10^{12}			10^{12}		Ом
K_U для большого сигнала	Коэффициент усиления по напряжению для большого сигнала	$U_н = \pm 15$ В, $U_{вых} = \pm 10$ В, $R_н = 2$ кОм, $T_{окр} = 25°C$		50	200		25	200		В/мВ
		Более высокая температура		25	200		15	200		В/мВ

Условное обозначение	Параметр	Условия измерения	LF411A мин.	LF411A тип.	LF411A макс.	LF411 мин.	LF411 тип.	LF411 макс.	Единица измерения
$U_{вых}$	Размах выходного напряжения	$U_н = \pm 15$ В, $R_н = 10$ кОм	±12	±13,5		±12	±13,5		В
U_{cc}	Диапазон синфазного напряжения на входе		±16	+19,5		±11	14,5		В
				−16,5			−11,5		В
КОСС	Коэффициент ослабления синфазного сигнала	$R_н < 19$ кОм	80	100		70	100		дБ
КОНП	Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания	(прим. 7)	80	100		70	100		дБ
$I_п$	Потребляемый ток			1,8	2,8		1,8	3,4	мА

Электрические характеристики по переменному току (прим. 4)

Условное обозначение	Параметр	Условия измерения	LF411A мин.	LF411A тип.	LF411A макс.	LF411 мин.	LF411 тип.	LF411 макс.	Единица измерения
СН	Скорость нарастания	$U_н = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25°C$	10	15		8	15		В/мкс
$f_т$	Произведение ширины полосы пропускания на коэффициент усиления	$U_н = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25°C$	3	4		2,7	4		мГц
$e_ш$	Эквивалентное входное напряжение шума	$T_{окр} = 25°C$ $R_н = 100$ Ом, $f = 1$ кГц		25			25		нВ/$\sqrt{}\sqrt{Гц}$
$i_ш$	Эквивалентный входной ток шума	$T_{окр} = 25°C$, $f = 1$ кГц		0,01			0,01		пА/$\sqrt{}\sqrt{Гц}$

Примечание 1. Если не указано иное, абсолютное максимальное значение отрицательного входного напряжения равно отрицательному напряжению питания.

Примечание 2. В условиях работы при повышенной температуре следует учитывать температурное сопротивление $\theta_{\text{п окр}}$.

Примечание 3. Эти элементы предназначаются как для коммерческого диапазона температур, $0\,^\circ C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant 70\,^\circ C$, так и для военного диапазона, $-55\,^\circ C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant 125\,^\circ C$ Диапазон температур обозначается символом, который стоит в серийном номере перед обозначением типа корпуса. Символ «С» указывает на коммерческий диапазон температур, символ «М» – на военный. Для военного диапазона температур предназначен только корпус типа «Н».

Примечание 4. Если не указано иное, то характеристики относятся к полному температурному диапазону при условии, что $U_{\text{и}} = \pm 20$ В для LF411A и $U_{\text{и}} = \pm 15$ В для LF411. Значения $U_{\text{слв}}$, $I_{\text{см}}$ и $I_{\text{слв}}$ измеряются при $U_{\text{сс}} = 0$.

Примечание 5. Элемент LF411A проверяется на соответствие характеристикам в полном объеме партии – 100%. Элемент LF411 подвергается выборочной проверке, характеристикам должны соответствовать не менее 90% элементов из партии.

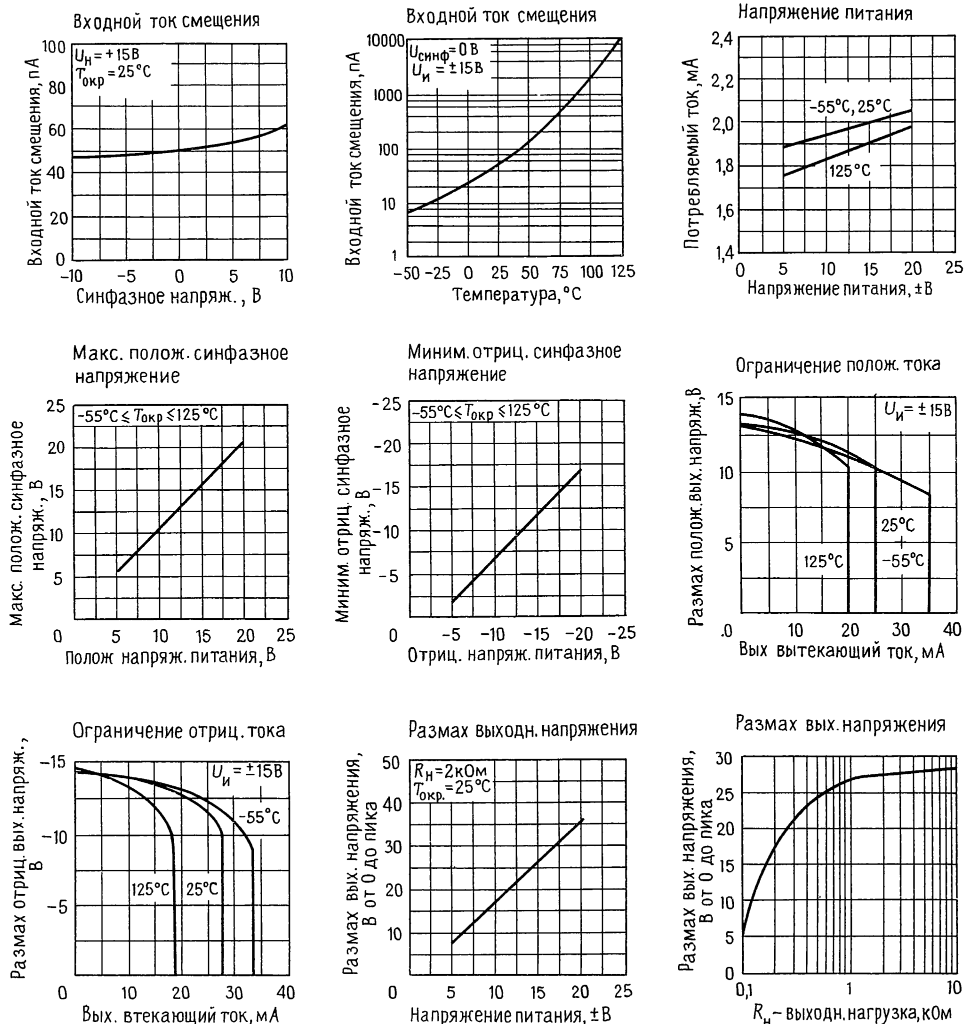
Примечание 6. Входные токи смещения представляют собой токи утечки переходов, они удваиваются каждый раз при увеличении температуры перехода $I_{\text{п}}$ на 10°С. В связи с тем что время испытаний продукции ограничено, входные токи смещения коррелированы с температурой перехода. При нормальной работе температура перехода в результате внутреннего рассеивания $P_{\text{расс}}$ превышает температуру окружающей среды $T_{\text{п}} = T_{\text{окр}} + \theta_{\text{п окр}} P_{\text{расс}}$, где $\theta_{\text{п окр}}$ – температурное сопротивление между переходом и окружающей средой. Теплоотвод рекомендуется использовать в тех случаях, когда входной ток смещения должен быть минимальным.

Примечание 7. Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания в соответствии с принятой методикой измеряется при одновременном увеличении или уменьшении обоих источников, от ± 15 В до ± 5 В для LF411 и от ± 20 В до ± 5 В для LF411A

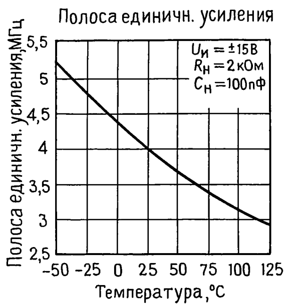
Примечание 8. Военные характеристики для элемента LF411AMH можно найти в документации RETS 411AX, для элемента LF411MH – в документации RETS 411X.

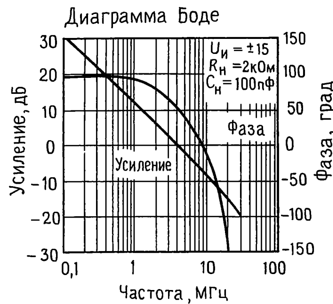
Примечание 9. Максимальная мощность рассеивания определяется свойствами корпуса Если рабочая рассеиваемая мощность близка к максимальной, то возможно превышение предельных значений характеристик.

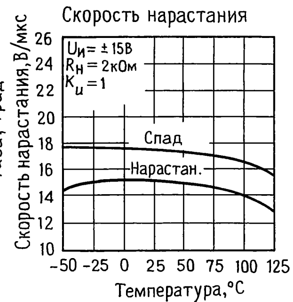
Типовые характеристики

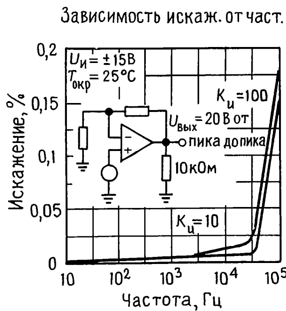


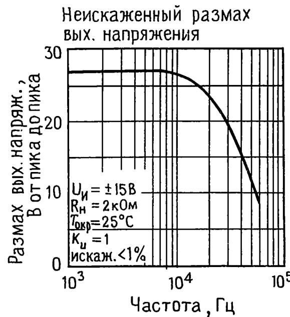
Типовые характеристики (продолжение)

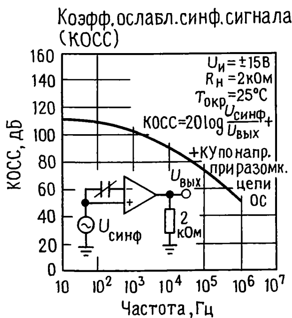


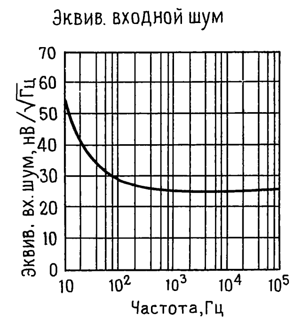


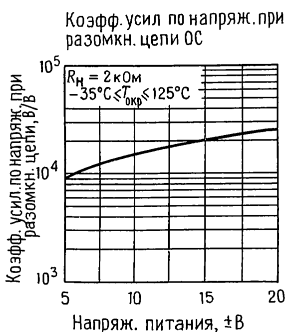


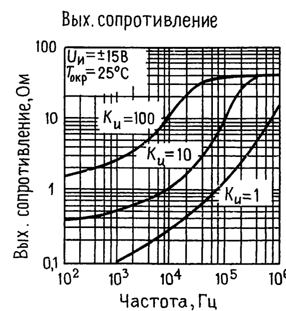


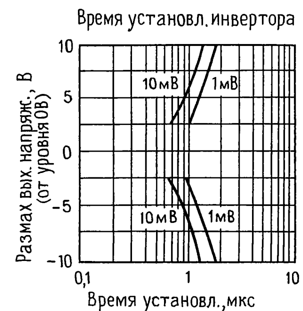




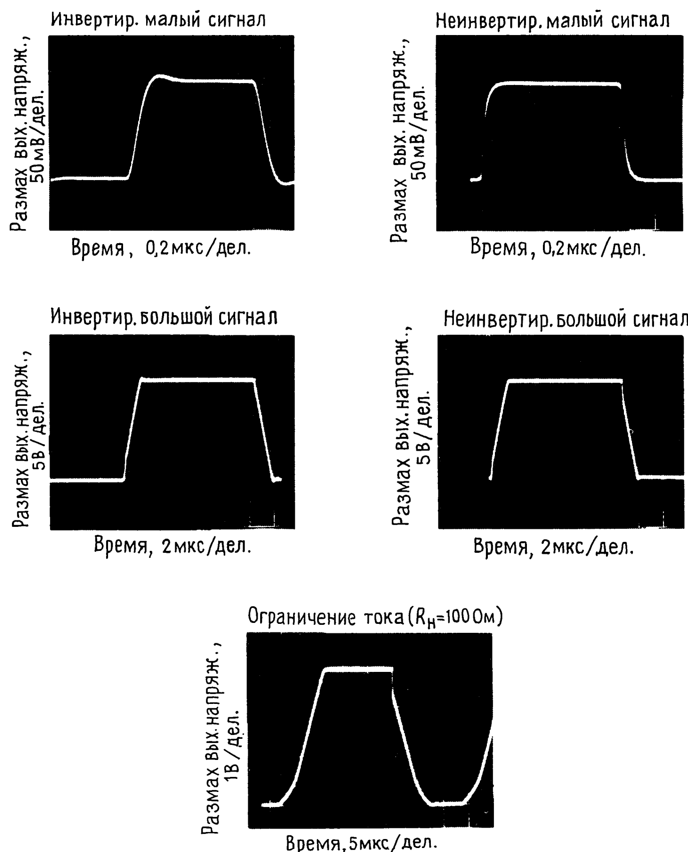








Импульсная характеристика, $R_н = 2$ кОм, $C_a = 10$ пФ



Замечания по применению

Интегральная схема LF411 представляет собой операционный усилитель с входами на полевых транзисторах с p–n-переходом, имеющих внутреннюю регулировку (торговая марка BI-FET II™). Они обладают очень небольшим входным напряжением сдвига и гарантированным малым дрейфом этого напряжения. Полевые транзисторы с p–n-переходом имеют большое обратное напряжение пробоя между затвором, истоком и стоком, это устраняет необходимость ограничения напряжения на входах. Следовательно, вполне можно использовать большие дифференциальные входные напряжения без значительного увеличения входного тока. Максимальное значение дифференциального входного напряжения не зависит от питающих напряжений. Однако ни одно из входных напряжений не должно выходить за пределы отрицательного напряжения питания, так как это может привести к большим токам и может закончиться разрушением схемы.

Превышение предельного значения отрицательного синфазного сигнала на любом из входов приводит к тому, что фаза на выходе изменяется на противоположную и на выходе усилителя устанавливается соответствующий высокий или низкий уровень. Превышение предельного значения отрицательного синфазного сигнала на обоих входах приводит к тому, что на выходе усилителя устанавливается высокий уровень. Ни в одном из случаев не происходит защелкивания, так как возвращение сигнала в пределы диапазона синфазных сигналов снова приводит входной каскад, а следовательно, и усилитель в нормальное рабочее состояние.

Превышение предельного значения положительного синфазного сигнала на одном из входов не изменяет фазу на выходе, однако если предел будет превышен на обоих входах, то на выходе усилителя установится высокий уровень.

Эти усилители будут работать, если синфазное входное напряжение будет равно положительному питающему напряжению, однако в этих условиях ширина полосы пропускания и скорость нарастания могут уменьшиться. При изменении отрицательного синфазного сигнала на 3 В относительно отрицательного питающего напряжения может произойти увеличение входного напряжения сдвига.

Для элемента LF411 смещение задается зенеровским диодом, что обеспечивает нормальную работу схемы при величине питающего напряжения ±4,5 В.

Меньшие значения питающего напряжения могут привести к меньшим значениям ширины полосы пропускания и скорости нарастания.

На нагрузочном сопротивлении величиной 2 кОм схема LF411 создает напряжение величиной ± 10 В в полном температурном диапазоне. Большие токи нагрузки могут, однако привести к увеличению входного напряжения сдвига в отрицательном диапазоне изменения питающего напряжения и в конечном итоге к достижению предельной величины активного тока как в положительном, так и в отрицательном диапазоне изменения питающего напряжения.

Следует принимать меры предосторожности, чтобы источник питания никогда не изменял свою полярность и чтобы нельзя было случайно включить схему в разъем, развернув ее на 180°, так как через имеющийся внутри интегральной схемы диод начнет протекать неограниченно большой ток, который вызовет разрушение внутренних проводников и всей схемы.

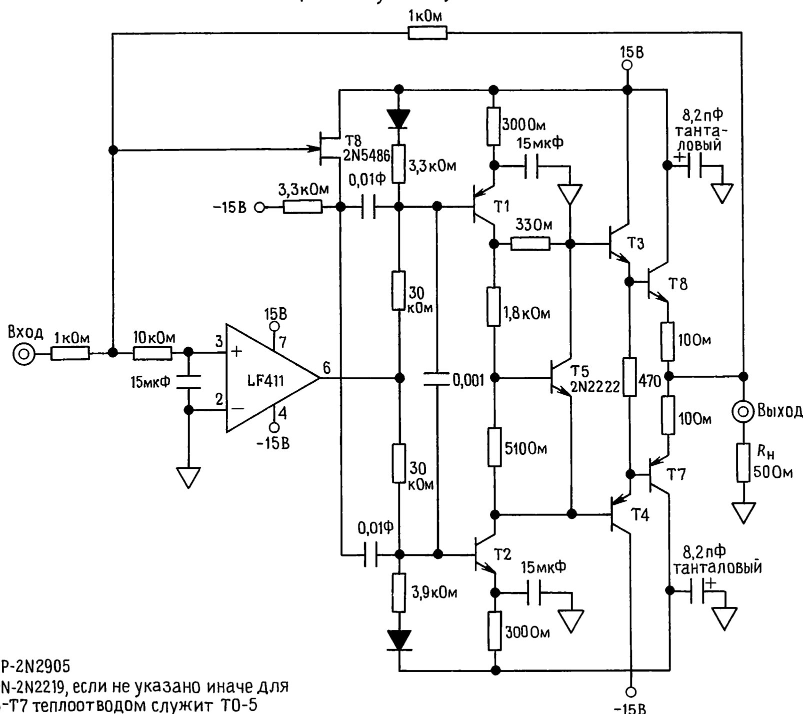
Усилители на полевых транзисторах с *p–n*-переходами в отличие от усилителей на полевых МОП-транзисторах не требуют специального обращения.

Как и для большинства усилителей, в данном случае для обеспечения стабильности необходимо позаботиться об экранировании проводов, расположении компонентов и о развязке источников питания. Например, резисторы, соединяющие выход со входом, следует располагать ближе к входу для минимизации «наводок» и максимизации частоты полюса обратной связи за счет минимизации емкости между входом и землей.

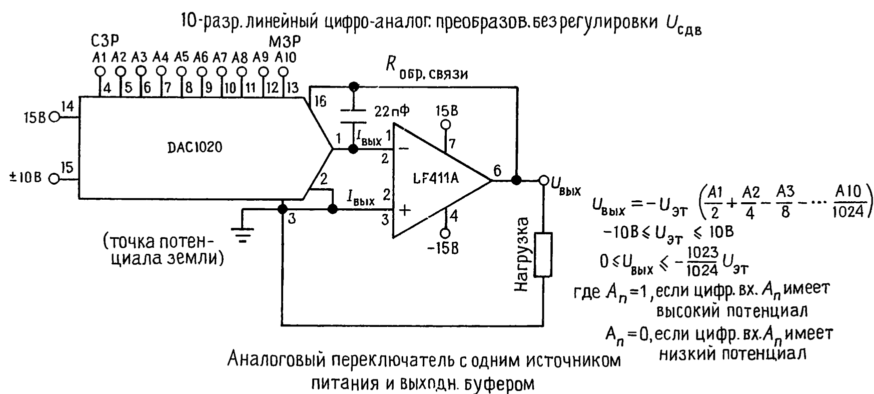
Полюс обратной связи возникает в том случае, когда усилитель имеет резистивную обратную связь. Частоту полюса определяют сопротивление и емкость цепи, параллельной цепи, образованной входом схемы (обычно инвертирующим) и землей по переменному току. Нередко частота этого полюса значительно превышает частоту, соответствующую точке 3 дБ на характеристике усиления при разомкнутой цепи обратной связи, и следовательно, ее влиянием на стабильность можно пренебречь. Однако если частота полюса обратной связи меньше, чем частота в точке 3 дБ, то в цепь, соединяющую выход цепи обратной связи с входом, следует включить конденсатор. Конденсатор должен иметь такую емкость, чтобы постоянная времени цепи, образованной этим конденсатором и параллельным ему сопротивлением, была равна или превосходила первоначальную постоянную времени полюса обратной связи.

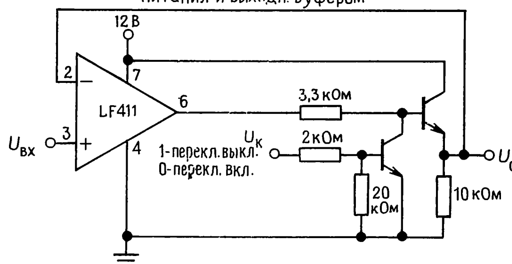
Типовые применения

Быстродействующий усилитель тока

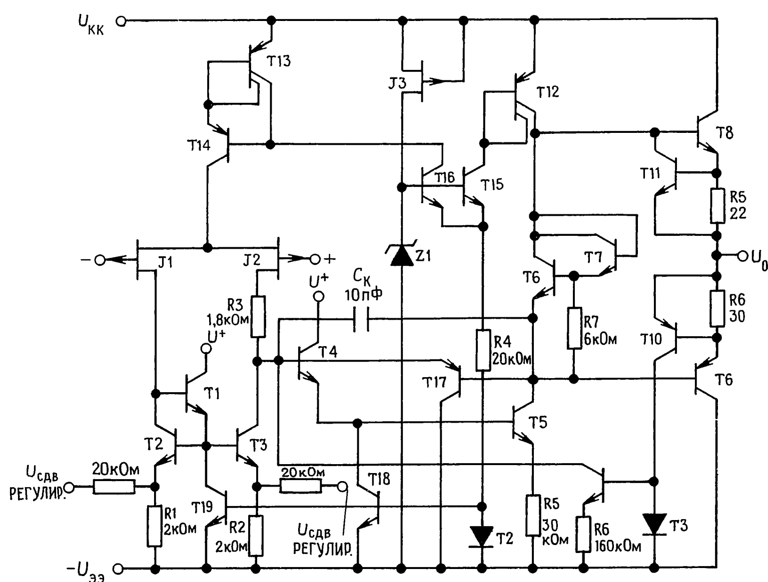


Типовые применения (продолжение)



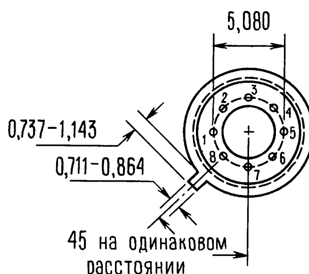


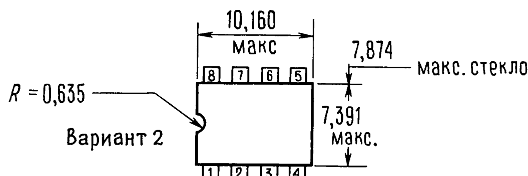
Полная принципиальная схема



Габаритные размеры (в мм)

Металлический корпус (типа Н), порядковые номера: LF411AMN LF411AMH, LF411ACH или LF411CH; фирменный номер корпуса – H08B.





Штампованный корпус с двухрядным расположением выводов (типа N), порядковые номера корпусов: LF411ACN или LF411CN; фирменный номер корпуса – N08E.

Замечания по использованию в системах жизнеобеспечения

Изделия фирмы National Semiconductor не предназначены для использования в качестве критических компонент в системах жизнеобеспечения, если на то нет письменного согласия президента фирмы. Под системами жизнеобеспечения и критическими компонентами понимается следующее:

1. Устройства или системы жизнеобеспечения – это устройства, которые (а) предназначены для хирургической имплантации в организм или (б) обеспечивают поддержание жизни. Их отказ при условии соблюдения инструкций по эксплуатации может нанести серьезный ущерб пользователю.

2. Критическим является всякий компонент, входящий в устройство или систему жизнеобеспечения, отказ которого может привести к отказу устройства или системы в целом или может повлиять на безопасность или эффективность их работы.

Стабилизаторы напряжения (National Semiconductor)

3-выводные регулируемые стабилизаторы напряжения LM117/LM217/LM317

Общее описание. Интегральные схемы LM117/LM217/LM317 представляют собой регулируемые 3-выводные стабилизаторы положительного напряжения, обеспечивающие выходной ток 1,5 А в диапазоне выходного напряжения от 1,2 до 37 В. Они очень удобны в обращении и требуют только два внешних резистора для установки выходного напряжения. Стабилизация по сети (по входу) и по нагрузке выше, чем при использовании стандартных фиксированных (заземленных) стабилизаторов. Кроме того, LM117 размещен в стандартных транзисторных корпусах, которые удобно устанавливать на печатных платах.

Помимо того что схемы серии LM117 обладают лучшими характеристиками, чем фиксированные стабилизаторы, они обеспечивают полную защиту от перегрузки, что возможно только в ИМС. В одном кристалле предусматривается ограничение по току, защита от перегрева перегрузки и защита безопасной зоны. Вся схема защиты от перегрузки остается полностью работоспособной даже в том случае, когда вывод регулировки не задействован.

Свойства:

- Регулируемый выход вплоть до 1,2 В
- Гарантированный выходной ток 1,5 А
- Типовая стабилизация по входу 0,01%/В
- Типовая стабилизация по нагрузке 0,1%
- Предельное значение тока не зависит от температуры
- 100%-ная повторяемость по электрическим характеристикам
- Нет необходимости иметь запасы источников на различные напряжения
- Используется стандартный 3-выводной транзисторный корпус
- Ослабление пульсаций на 80 дБ

Обычно конденсаторы не требуются, если только устройство не расположено вдалеке от входных фильтрующих конденсаторов. В этом случае вход необходимо шунтировать. Дополнительный выходной конденсатор можно использовать для улучшения переходной характеристики. Если зашунтировать вывод регулировки, то можно получить очень высокие значения коэффициента ослабления пульсаций, которые трудно получить с помощью стандартных 3-выводных стабилизаторов.

Помимо того что LM117 заменяет фиксированные стабилизаторы, эта интегральная схема находит широкое применение и в других приложениях. В связи с тем что стабилизатор является «плавающим» и для него имеет значение только разность (перепад) напряжения между входом и выходом, можно строить источники на напряжения до нескольких сотен вольт; ограничение накладывается только превышением максимума перепада напряжений между входом и выходом.

На основе этой схемы достаточно просто построить импульсный стабилизатор, стабилизатор с программируемым выходом, а при включении между выходом и выводом регулировки фиксированного резистора LM117 можно использовать в качестве прецизионного стабилизатора тока[1]. Можно получить источник с электронным выключением, если закорачивать вывод регулировки на землю; при этом на выходе будем иметь 1,2 В, т.е. напряжение, соответствующее очень малому току для большинства нагрузок.

Для LM117K, LM217K и LM317K используют стандартные транзисторные корпуса TO-3, для LM117H, LM217H и LM317H – транзисторные корпуса TO-5 с коваровым основанием. LM117 работает в диапазоне от −55 до +150 °C, LM217 – от −25 до 150 °C и LM317 – от 0 до 125 °C. Интегральные схемы LM317T и LM317MP, работающие в интервале температур от 0 до +125 °C, изготовляют в пластмассовых корпусах TO-220 и TO-202 соответственно.

Для применений, в которых выходной ток должен превышать 3 А и 5 А, предназначены LM150 и LM138 соответственно. Если требуется иметь отрицательное дополнительное напряжение, то рекомендуем обратиться к LM137.

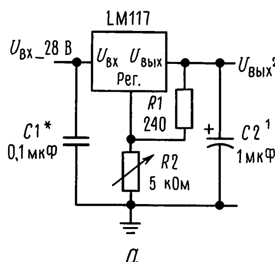
---

[1] Нагрузка включается между выводом регулировки и землей. – *Прим. ред.*

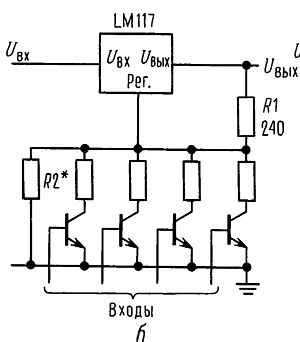
Корпуса и мощностные характеристики элементов серии LM117

Элемент	Тип корпуса	Предельная рассеиваемая мощность, Вт	Номинальный ток нагрузки, А
LM117	TO-3	20	1,5
LM217 LM317	TO-39	2	0,5
LM317T	TO-220	15	1,5
LM317M	TO-202	7,5	0,5

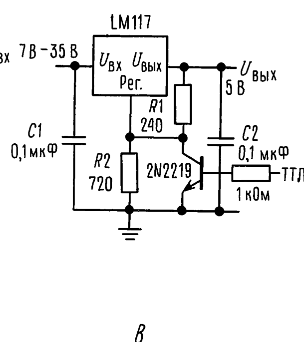
Типовые применения



а – регулируемый стабилизатор напряжения 1,2–25 В.
[1] Необязательный элемент – улучшает переходную характеристику: * необходим в том случае, когда схема расположена вдалеке от фильтрующих конденсаторов; [2] $U_{вых} = 1{,}25\ В\,[1 + (R_2/R_1)]$.



б – цифровая установка выхода.
* устанавливает максимальное значение $U_{вых}$.



в – стабилизатор напряжения на 5 В для логических схем с электронным выключением; * минимальное выходное напряжение ≈ 1,2 В.

Предельные (максимальные) значения параметров:

Рассеиваемая мощность	Имеет встроенное ограничение
Перепад напряжения между входом и выходом	40 В
Рабочий температурный диапазон для $p-n$-переходов	
LM117	От −55 до +150°C
LM217	От −25 до +150°C
LM317	От 0 до +125°C
Температура хранения	От −65 до +150°C
Температура пайки выводов (продолжительность пайки 10 с)	300°C

Электрические характеристики (прим. 1)

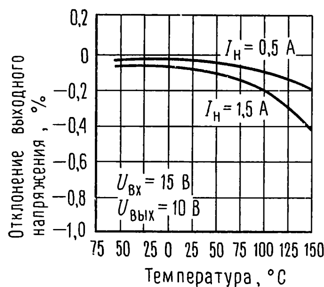
Параметр	Условия измерения	LM117/217			LM317			Единица измерения
		мин.	тип.	макс.	мин.	тип.	макс.	
Стабилизация по входу	$T_{окр} = 25°C$, $3\ В \leqslant U_{вх} - U_{вых} \leqslant 40\ В$ (прим. 2)		0,01	0,02		0,01	0,04	%/В
Стабилизация по нагрузке	$T_{окр} = 25°C$, $10\ мА \leqslant I_{вых} \leqslant$ $\leqslant I_{макс}$							
	$U_{вых} \leqslant 5$ В (прим. 2)		5	15		5	25	мВ
	$U_{вых} \geqslant 5$ В (прим. 2)		0,1	0,3		0,1	0,5	%
Ток вывода регулировки			50	100		50	100	мкА
Изменение тока вывода регулировки	$10\ мА \leqslant I_{н} \leqslant I_{макс}$, $2{,}5\ В \leqslant (U_{вх} - U_{вых}) \leqslant 40\ В$		0,2	5		0,2	5	мкА
Опорное напряжение	$3\ В \leqslant U_{вх} - U_{вых} \leqslant 40\ В$ (прим. 3) $10\ мА \leqslant I_{вых} \leqslant I_{макс}$, $P \leqslant P_{макс}$	1,20	1,25	1,30	1,20	1,25	1,30	В
Стабилизация по входу	$3\ В \leqslant U_{вх} - U_{вых} \leqslant 40\ В$ (прим. 2)		0,02	0,05		0,02	0,07	%/В
Стабилизация по нагрузке	$10\ мА \leqslant I_{вых} \leqslant I_{макс}$ (прим. 2),							
	$U_{вых} \leqslant 5$ В		20	50		20	70	мВ
	$U_{вых} \geqslant 5$ В		0,3	1		0,3	1,5	%
Температурная стабильность	$T_{мин} \leqslant T_{п} \leqslant T_{макс}$		1			1		%
Минимальный ток нагрузки	$U_{вх} - U_{вых} = 40$ В		3,5	5		3,5	10	мА
Предельно допустимый ток нагрузки	$U_{вх} - U_{вых} \leqslant 15$ В,							
	корпус К и Т	1,5	22		1,5	2,2		А
	корпус Н и Р	0,5	0,8		0,5	0,8		А
	$U_{вх} - U_{вых} = 40$ В,							
	корпус К и Т		0,4			0,4		А
	корпус Н и Р		0,07			0,07		А
Среднеквадратичный выходной шум, в % от $U_{вых}$	$T_{окр} = 25°C$ 10 Гц, $\leqslant f \leqslant$ 10 кГц		0,003			0,003		%
Коэффициент подавления пульсаций	$U_{вых} = 10$ В, $f = 120$ Гц		65			65		дБ
	$C_{рег} = 10$ мкФ	66	80		66	80		дБ
Долговременная стабильность	$T_{окр} = 125°C$		0,3	1		0,3	1	%
Температурное сопротивление между переходом и корпусом	Корпус Н		12	15		12	15	°C/Вт
	Корпус К		2,3	3		2,3	3	°C/Вт
	Корпус Т					5		°C/Вт
	Корпус Р					12		°C/Вт

Примечание 1. Если нет специальной оговорки, эти характеристики соответствуют следующим условиям: $-55°C \leqslant T_{п} \leqslant +150°C$ для LM117, $-25°C \leqslant T_{п} \leqslant +150°C$ для LM217 и $0°C \leqslant T_{п} \leqslant +125°C$ для LM317; $U_{вх} - U_{вых} = 5$ В и $I_{вых} = 0{,}1$ А для корпуса TO-5 и $I_{вых} = 0{,}5$ А для корпусов TO-3 и TO-220. Хотя рассеиваемая мощность ограничена внутренними средствами, эти характеристики соответствуют рассеиваемой мощности 2 Вт для TO-5 и 20 Вт для TO-3 и TO-220. Ток $I_{макс}$ равен 1,5 А для TO-3 и TO-220 и 0,5 А для TO-5.

Примечание 2. Стабилизация измеряется при постоянной температуре перехода. Изменения выходного напряжения, обусловленные нагревом, следует учитывать отдельно. Для измерений использованы импульсы с большим периодом повторения.

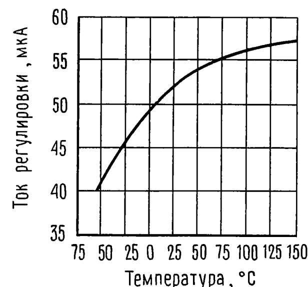
Примечание 3. Имеются отобранные устройства с уменьшенным допуском.

Типовые характеристики для корпусов К и Т

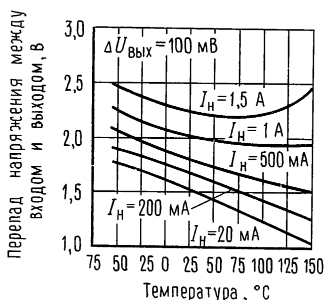


Стабилизация по нагрузке.

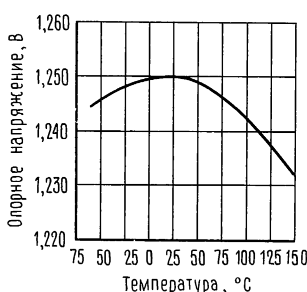
Предельный ток.



Ток вывода регулировки.

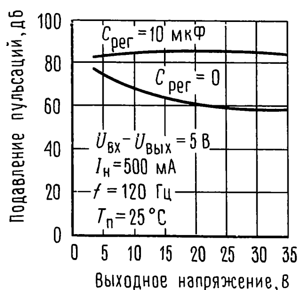


Напряжение срабатывания защиты.

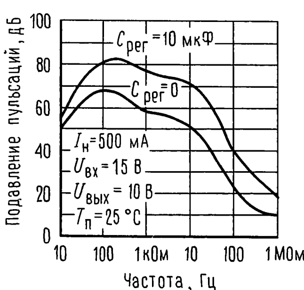


Температурная стабилизация.

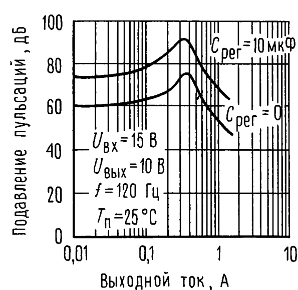
Минимальный рабочий ток.



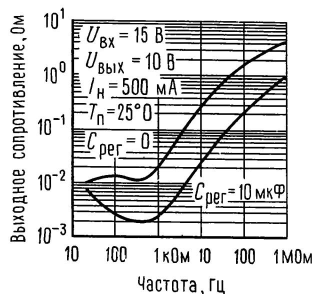
Подавление пульсаций.



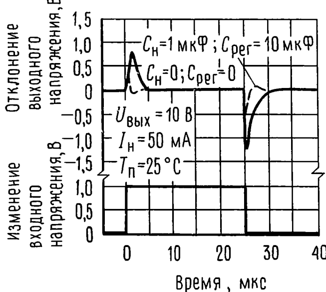
Подавление пульсаций.



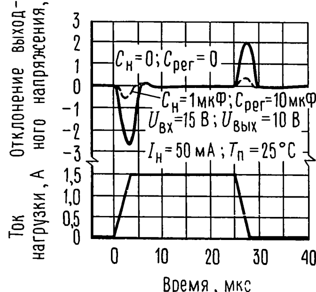
Подавление пульсаций.



Выходное сопротивление.



Переходная характеристика при входном возмущении.



Переходная характеристика при возмущении по нагрузке.

Замечания по применению

Включенный LM117 формирует опорное напряжение $U_{оп}$ с номинальным значением 1,25 В между выходом схемы и выводом регулировки (рис. 1). Опорное напряжение падает на программирующем резисторе R_1, и так как это напряжение является постоянным, то через резистор установки выхода R_2 протекает постоянный ток, определяющий выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_{оп}\left[1 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) + I_{рег} R_2.\right].$$

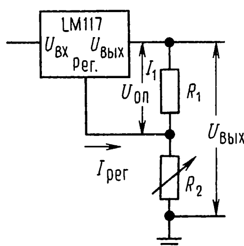


Рис. 1.

Ток 100 мкА, протекающий через вывод регулировки, создает ошибку, поэтому схема LM117 была разработана с учетом необходимости минимизировать $I_{рег}$ и сделать его независимым от изменений на входе и в нагрузке. Для этого от выхода через R_1 и R_2 должен отбираться ток, равный начальному току нагрузки. Если нагрузка на выходе недостаточна, то напряжение на выходе увеличится.

Внешние конденсаторы. Рекомендуется использовать шунтирующий конденсатор на входе. Почти во всех практических случаях для этой цели подойдет дисковый конденсатор емкостью 0,1 мкФ или танталовый конденсатор емкостью 1 мкФ. Схема более чувствительна к отсутствию шунтирующего конденсатора на входе, когда используется конденсатор на выводе регулировки и выходной конденсатор, но указанные выше значения емкости на входе устраняют возможные трудности.

Для более сильного подавления пульсаций в LM117 можно зашунтировать на землю вывод регулировки. Шунтирующий конденсатор в данном случае предотвращает усиление пульсаций при увеличении выходного напряжения. Шунтирующий конденсатор емкостью 10 мкФ обеспечивает ослабление пульсаций на 80 дБ при любом уровне на выходе. На частотах выше 120 Гц увеличение емкости выше значения 10 мкФ не вызывает соответствующего увеличения коэффициента подавления пульсаций. При использовании шунтирующего конденсатора иногда нужно использовать защитные диоды для предотвращения разряда конденсатора через внутренние слаботочные цепи и разрушения схемы.

В общем наиболее подходящими являются танталовые конденсаторы. Танталовые конденсаторы обладают низким импедансом даже на высоких частотах. На высоких частотах алюминиевый электролитический конденсатор емкостью 25 мкФ эквивалентен танталовому конденсатору емкостью 1 мкФ. На высоких частотах хорошо использовать также керамические конденсаторы, но у некоторых типов таких конденсаторов на частотах вблизи 5 МГц наблюдается большой спад емкости. В связи с этим может оказаться, что дисковый керамический конденсатор емкостью 0,01 мкФ работает лучше в качестве шунтирующего, чем дисковый конденсатор емкостью 0,1 мкФ.

Хотя схема LM117, как и всякая схема с обратной связью, работает стабильно и без выходных конденсаторов, некоторые значения внешних емкостей могут привести к чрезмерному «звону». Это относится к диапазону емкостей от 500 до 5000 пФ. Танталовый конденсатор емкостью 1 мкФ или алюминиевый электролит емкостью 25 мкФ на выходе устраняет этот эффект и обеспечивает стабильность.

Стабилизация по нагрузке. LM117 может обеспечить очень хорошую стабилизацию по нагрузке, но для получения самых хороших характеристик следует принять некоторые меры. Резистор, задающий ток, подключаемый между выводом регулировки и выходом (обычно имеет сопротивление 240 Ом), следует подключать непосредственно к выходу стабилизатора, а не вблизи нагрузки. Это устраняет возможность того, что падение напряжения в линии будет последовательно опорному напряжению и ухудшит стабилизацию. Например, стабилизатор напряжения 14 В с сопротивлением 0,05 Ом между стабилизатором и нагрузкой обеспечивает следующую стабилизацию по нагрузке с учетом сопротивления линии: 0,05 Ом$\cdot I_н$. Если задающий резистор подключить вблизи нагрузки, то эффективное сопротивление линии будет равно 0,05 Ом $[1 + (R_2/R_1)]$, т.е. в данном случае стабилизация будет в 11,5 раза хуже.

Рис. 2 иллюстрирует влияние резистора, подключаемого между стабилизатором и задающим резистором с сопротивлением 240 Ом.

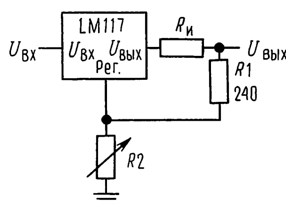


Рис. 2. Стабилизатор с сопротивлением линии на выводе выхода.

При использовании корпуса ТО-3 нетрудно уменьшить сопротивление между корпусом и задающим резистором, для этого нужно использовать два отдельных провода. Однако при использовании корпуса ТО-5 нужно принять меры для того, чтобы уменьшить длину провода, присоединяемого к выходу. Один конец резистора R_2 можно подключить к земле вблизи земли нагрузки, это обеспечивает возможность дистанционного управления землей и улучшает стабилизацию по нагрузке.

Защитные диоды. При подключении внешних конденсаторов к *любым* стабилизаторам на интегральных

схемах иногда необходимо подключать защитные диоды для предотвращения разряда конденсаторов через слаботочные цепи стабилизатора. Большинство конденсаторов емкостью 10 мкФ имеют достаточно небольшое внутреннее последовательное сопротивление, на котором при закорачивании возникает пиковый импульс тока величиной до 20 А. Хотя этот всплеск имеет небольшую длительность, он обладает достаточной энергией для разрушения интегральной схемы.

Если к стабилизатору подключен выходной конденсатор и вход закорочен, то выходной конденсатор разряжается через выход стабилизатора. Ток разряда зависит от величины емкости, выходного напряжения стабилизатора и скорости спада $U_{вх}$. В LM117 цепь разряда проходит через большой переход, который выдерживает без последствий пик тока 15 А. Этого нельзя сказать о других типах стабилизаторов положительного напряжения. Для выходных конденсаторов емкостью 25 мкФ и ниже нет необходимости использовать диоды.

Шунтирующий конденсатор вывода регулировки может разряжаться через слаботочный переход. Разряд происходит тогда, когда закорочен *или* вход, *или* выход. В LM117 имеется внутренний резистор 50 Ом, который ограничивает пиковый ток разряда. Для выходных напряжений, не превышающих 2 В, и конденсаторов с емкостью до 10 мкФ защита не нужна. На рис. 3 показан стабилизатор LM117 с защитными диодами, которые предназначены для выходных напряжений выше 25 В и больших выходных емкостей.

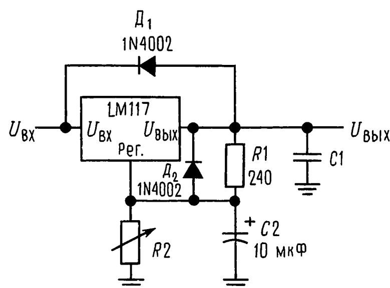
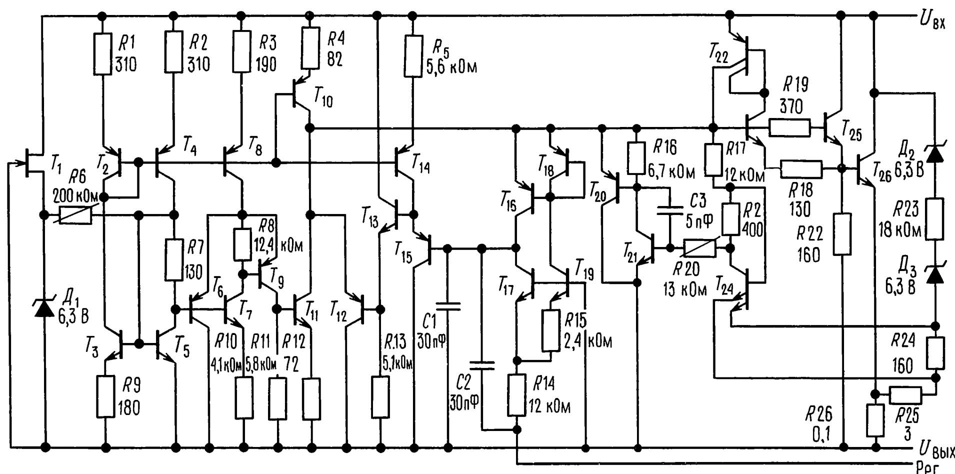


Рис. 3. Стабилизатор с защитными диодами. $U_{вх} = 1{,}25$ В$[1 + (R_2/R_1)] + R_2 I_{рег}$; D_1 обеспечивает защиту для C_1; D_2 обеспечивает защиту для C_2.

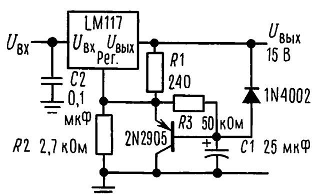
Принципиальная схема



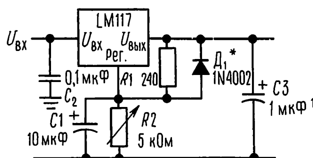
Резистор R_6 – подстроечный.

Типовые применения (продолжение)

Стабилизатор напряжения 15 В с замедленным включением.

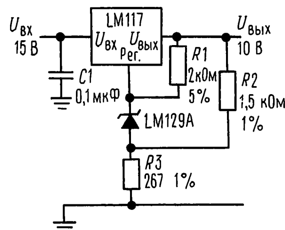


Регулируемый стабилизатор с улучшенным коэффициентом подавления пульсаций.

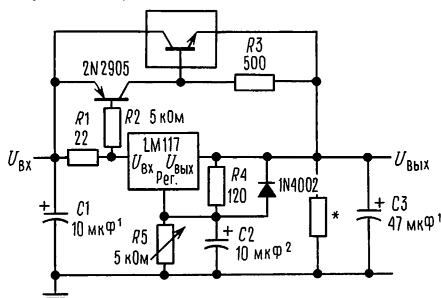


[1] Танталовый; * разряжает C_1, если выход замкнут накоротко на землю.

Стабилизатор напряжения 10 В с повышенной стабильностью.

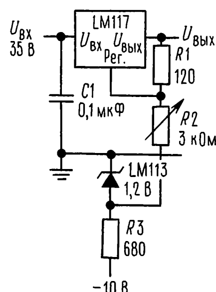


Высокоточный регулируемый стабилизатор напряжения (три LM195, соединенные параллельно, обозначены как транзистор в прямоугольнике).

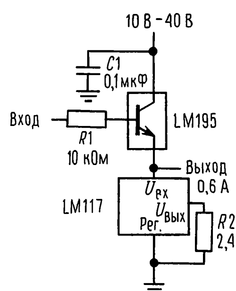


[1] Танталовый; * минимальный нагрузочный ток 30 мА.
[2] Необязательный элемент, увеличивает подавление пульсаций.

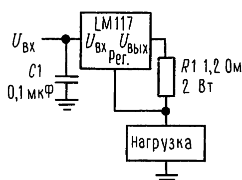
Стабилизатор напряжения от 0 В до 30 В.



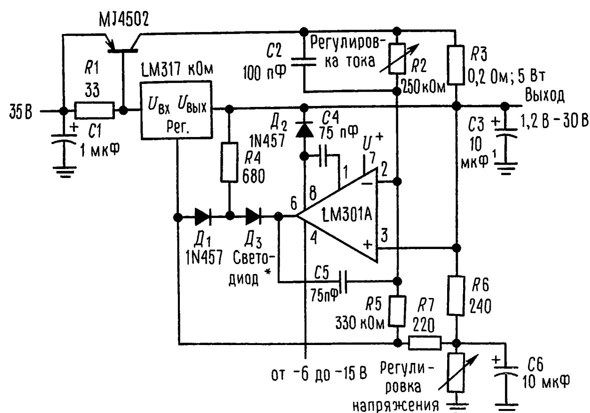
Мощный повторитель.



Стабилизатор тока 1 А.

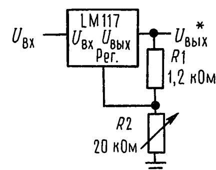


Стабилизатор постоянного напряжения/постоянного тока на 5 А.



[1] Танталовый; * излучает свет в режиме стабилизации тока.

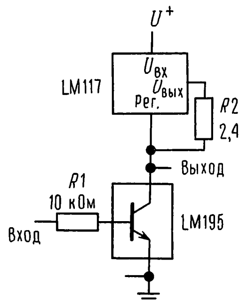
Стабилизатор напряжения 1,2–20 В с заданным минимальным током.



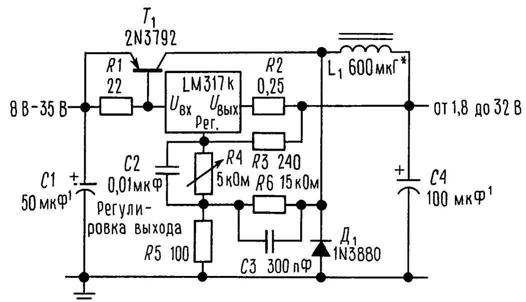
* Минимальный ток нагрузки ~ 4 мА.

Типовые применения (продолжение)

Усилитель с большим коэффициентом усиления.

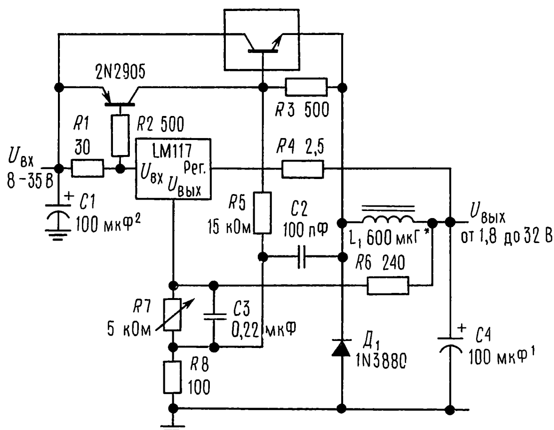


Недорогой импульсный стабилизатор на 3 А.



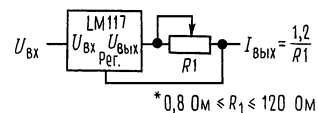
[1]) Танталовый; * сердечник типа Arnold A-254168-2 имеет 60 витков.

Импульсный стабилизатор на 4 А с защитой от перегрузки (три LM195, соединенные параллельно, обозначены транзистором в прямоугольнике).

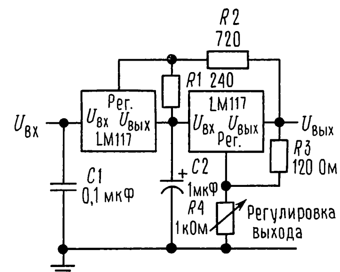


[1]) Танталовый; * сердечник типа Arnold A-254168-2 имеет 60 витков.

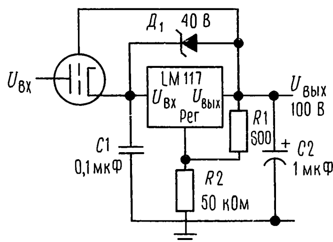
Прецизионный ограничитель тока.



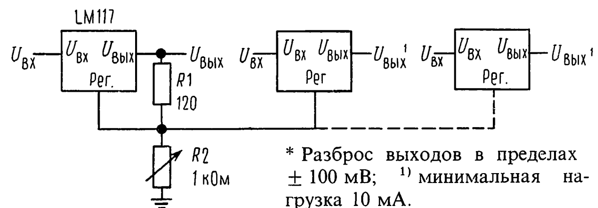
Следящий предстабилизатор.



Высоковольтный стабилизатор.



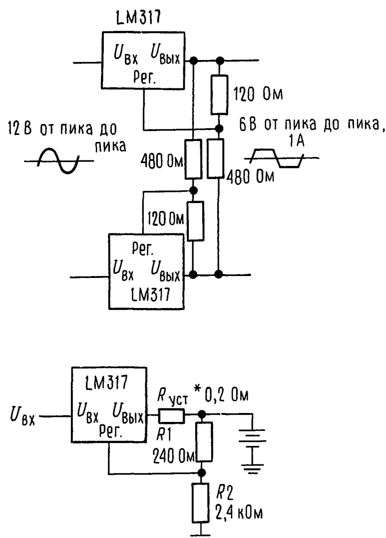
Блок регулируемых стабилизаторов с единым управлением.

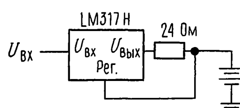


* Разброс выходов в пределах ± 100 мВ; [1]) минимальная нагрузка 10 мА.

Типовые применения (продолжение)

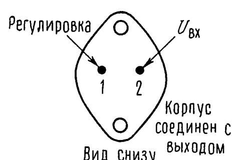
Стабилизатор напряжения переменного тока.



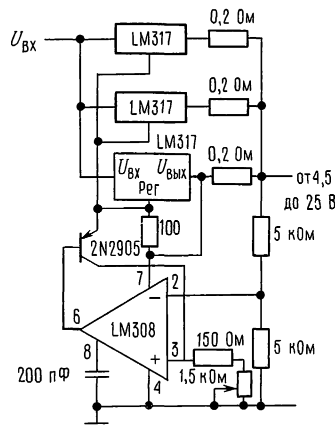


Зарядное устройство для аккумулятора на 50 мА.

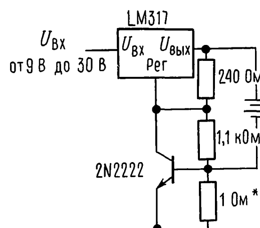
* $R_{уст}$ устанавливает выходное сопротивление схемы равным $R_{вых} = R_{уст}[1 + (R_2/R_1)]$: $R_{уст}$ обеспечивает небольшую скорость заряда при полностью заряженной батарее.



Регулируемый стабилизатор на 4 А.



Зарядное устройство на 6 В с ограничением тока.



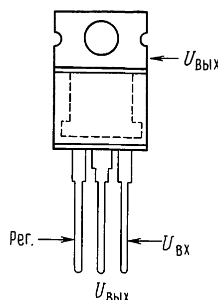
* Устанавливает пиковое значение тока (0,6 А для 1 Ом).

Схема подключения

Металлический корпус.

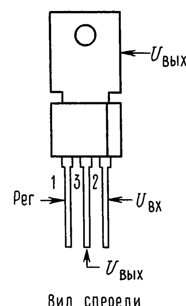
Порядковые номера LM117K, LM217K или LM317K, см. корпус 18.

Металлический корпус.



Порядковые номера LM117H, LM217H или LM317H, см. корпус 9.

Пластмассовый корпус.



Порядковый номер LM317T, см. корпус 26.

Пластмассовый корпус.

Порядковый номер LM317P, см. корпус 37.

Производятся в соответствии со следующими патентами США:
3083262, 3189758, 3231797, 3303356, 3317671, 3323071, 3381071, 3408542, 3421025, 3426423, 3440498, 3518750, 3519897, 3557431, 3560765, 3566218, 3571630, 3575609, 3579059, 3593069, 3597640, 3607469, 3617859, 3631312, 3633052, 3638131, 3648071, 3651565, 3693248.

Фирма не несет ответственности за применение представленных здесь схем, патентов на схемы нет, фирма оставляет за собой право без предупреждения изменять указанные схемы.

БИБЛИОГРАФИЯ

Общая часть

Руководства

Fink D. G., Christiansen D., 1982. Electronic engineers' handbook. New York: McGraw–Hill. Энциклопедический справочник.

Fink D. G., Beaty H. W., 1986. Standard handbook for electrical engineers. New York: McGraw–Hill. Руководство для инженеров–электриков.

Giacoletto L. J., 1977. Electronics designers' handbook. New York: McGraw–Hill. Превосходное руководство и масса полезной информации.

Jordan E., 1985. Reference data for engineers: radio, electronics, computer, and communications. Indianapolis: Horward W. Sams & Co. Информация общего назначения для инженеров.

Каталоги

EEM: Electronic engineers master catalog. Graden City, NY: Hearst Business Communication, Inc. На тысячах страниц представлены паспортные данные на элементы, адреса производителей, их представители и дистрибьюторы. Чрезвычайно полезный каталог. Публикуется ежегодно.

IC master. Garden City, NY: Hearst Business Communications, Inc. Подборка руководств и множество паспортных данных. Чрезвычайно полезный материал. Публикуется ежегодно.

Книги

Bracewell R. N., 1986. The Fourier transform and its applications. New York: McGraw–Hill. Классическая книга в своей области.

Brigham E. O. 1973. The fast Fourier transform. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall. Пользуется большой популярностью.

Higgins R. J. 1983. Electronics with digital and analog integrated circuits. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall. Если верить автору, то «это книга по электронике, но совсем не такая, как у Хоровица и Хилла».

Lathi B. P. 1987. Signals and systems. Carmichael, CA: Berkley–Cambridge Press. Теория сетей, методы преобразования, коммуникации.

Mead C., Conway L. 1980. Introduction to VLSI systems. Reading, MA: Addison–Wesley. Разработка приборов и схем, классическая книга.

Millman J., Grabel A. 1987. Microelectronics. New York: McGraw–Hill. Рекомендуем в качестве учебника по широкому кругу вопросов.

Savant C. J., Jr., Roden M. S., Carpenter G. L. 1987. Electronic circuit design. Menlo Park, CA: Benjamin/Cummings. Хороший вводный курс по электронным схемам.

Senturia S. D., Wedlock B. D. 1975. Electronic circuits and applications. New York: Wiley. Хороший вводный курс для инженеров.

Siebert W. M. 1986. Circuits, signals, and systems. Cambridge, MA: MIT Press. Теория сетей, методы преобразования и обработка сигналов.

Smith R. J. 1984. Circuits, devices, and systems. New York: Wiley. Вводный курс широкого профиля для инженеров.

Tietze U., Schenk C. 1978. Advanced electronic circuits. Berlin: Springer–Verlag. Отличное справочное руководство широкого профиля.

Глава 1

Holbrook J. G. 1966. Laplace transforms for electronic engineers. New York: Pergamon Press. По этой книге хорошо изучать s-плоскость.

Johnson D. E., Hilburn J. L., Johnson J. R. 1986. Basic electric circuit analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall. Анализ пассивных цепей.

Purcell E. M. 1985. Electricity and magnetism (Berkley physics course, vol. 2). New York: McGraw–Hill. Прекрасный учебник по теории электромагнетизма. Отдельные разделы посвящены электрической проводимости и анализу цепей переменного тока с использованием комплексных чисел.

Глава 2

Ebers J. J., Moll J. L. 1954. Large–signal behavior of junction transistors. Proc. I. R. E. 42:1761–1772. Вывод уравнения Эберса–Молла.

Grove A. S. 1967. Phisics and technology of semiconductor devices. New York: Wiley. Описаны принципы создания и работы биполярного транзистора и полевого транзистора.

Schilling D. L., Belove C. 1979. Electronic circuits: discrete and integrated. New York: McGraw–Hill. Традиционный анализ транзисторов с помощью h-параметров.

Searle C. L., Boothroyd A. R., Angelo E. J., Jr., Gray P. E., Pederson D. O. 1966. Elementary circuit properties of transistors (semiconductor electronics education committee, vol. 3). New York: Wiley. Посвящена физике транзисторов.

Sze S. M. 1981. Physics of semiconductor devices. New York: Wiley.

"Discrete products databook", "Transistor databook." Сборники технических паспортов на транзисторы, которые время от времени публикуют все фирмы, занятые производством транзисторов, в частности, GE, Motorola, National, и TI. Без паспортных данных не обойтись при разработке схем.

Глава 3

Muller R. S., Kamins T. I. 1986. Device electronics for integrated circuits. New York: Wiley. Посвящена свойст-

вам транзисторов в интегральных схемах.

Richman P. 1973. MOS field-effect transistors and integrated circuits. New York: Van Nostrand Reinhold. Рекомендуем почитать.

Tsividis Y. P. 1987. Operation and modeling of the MOS transistor. New York: McGraw-Hill.

См. также книгу Grove A. S. в библиографии к гл. 2.

"FET databook", "Power MOSFET databook". Сборники технических паспортов на полевые транзисторы, публикуются под этими или похожими заголовками один раз в несколько лет всеми фирмами, занятыми производством полевых транзисторов, в частности, GE (Intersil, RCA), Hitachi, IR, Motorola, National, Siemens и TI. Без паспортных данных не обойтись при разработке схем.

Глава 4

Frederiksen T. M. 1984. Intuitive IC op-amps. Santa Clara, CA: National Semiconductor Corp. Очень хороший подход ко всем проблемам.

Greame J. G. 1987. Applications of operational amplifiers: Third generation techniques. New York: McGraw-Hill. Одна из серийных брошюр, публикуемых фирмой Burr-Brown.

Jung W. G. 1986. IC op-ampr cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Множество схем с пояснениями. См. также книгу того же автора Audio IC op-amp applications.

Meyer R. G., ed. 1978. Integrated circuit operational amplifiers. New York: IEEE. Перепечатка отдельных паспортных данных.

Rosenstark S. 1986. Feedback amplifier principles. New York: Macmillan. Изложены принципы разработки дискретных схем.

Smith J. I. 1971. Modern operational circuit design. New York; Wiley. Очень популярная книга, уже не печатается.

Soclof S. 1985. Analog integrated circuits. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Посвящена разработке линейных интегральных схем.

Stout D. F., Kaufman M. 1976. Handbook of operational amplifier circuit design. New York: McGraw-Hill. Подробно описаны процедуры разработки. См. книгу тех же авторов Handbook of microcircuit design and application.

Wait J. V., Huelsman L. P., Korn G. A. 1989. Introduction to operational amplifier theory and applications. New York: McGraw-Hill.

"Linear databook", "Analog databook", и "Op-amp databook". Сборники технических паспортов на линейные интегральные схемы и замечания по их применению; публикуются под этими заголовками примерно один раз в два года всеми фирмами, занятыми производством линейных интегральных схем, в частности, Analog Devices, Burr-Brown, GE (RCA, Intersil), Linear Technology, Maxim, Motorola, National, Precision Monolithics, TI. Необходимы при разработке схем.

Глава 5

Bingham J. A. C. 1988. Theory and practice of modem design. New York: Wiley. Хорошее руководство для инженеров; содержит информацию по фильтрам и генераторам.

Clarke K. K. Hess D. T. 1971. Communication circuits: analysis and design. Reading, MA: Addison-Wesley. Включает материал по осциллографам.

Hilburn J. L., Johnson D. E. 1982. Manual of active filter design. New York: McGraw-Hill.

Jung W. C. 1983. IC timer handbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Посвящена серии 555.

Lancaster D. 1979. Active filter cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Подробно описаны процедуры разработки; изложенный материал легко воспринимается.

Loy N. J. 1988. An engineer's guide to FIR digital filters. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Описаны и разобраны процедуры разработки.

Parzen B. 1983. Design of crystal and other harmonic oscillators. New York: Wiley. Дискретные схемы генераторов.

Zverev A. I. 1967. Handbook of filter synthesis. New York: Wiley. Приведены подробные таблицы для разработки пассивных LC-фильтров и фильтров на кристаллах.

См. также книгу Greame J. G., в библиографии к гл. 4.

Глава 6

Hnatek E. R. 1981. Design of solid-state power supplies. New York: Van Nostrand Reinhold. Посвящена переключаемым источникам питания.

Pressman A. I. 1977. Switching and linear power supply, power converter design. Rochelle Park, NJ: Hayden Book Co.

"Voltage regulator databook", "Power databook". Сборники технических паспортов и замечаний по применению для стабилизаторов напряжения и источников питания; публикуются время от времени под такими или подобными заголовками фирмами Apex, Motorola, National, TI, Unitrode. Сборник "Linear databook", указанный в библиографии к гл. 4 также содержит паспортные данные для стабилизаторов, необходимые при разработке схем.

Глава 7

Buckingham M. J. 1983. Noise in electronic devices and systems. New York: Wiley.

Morrison R. 1986. Grounding and shielding techñiues in instrumentation. New York: Wiley.

Motchenbacher C. D., Fitchen F. C. 1973. Low-noise electronic design. New York: Wiley. Рекомендуем использовать эту книгу при разработке усилителей с низким уровнем шумов.

Netzer Y. 1981. The design of low-noise amplifiers. Proc. IEEE 69 : 728-741. Представляет собой прекрасный обзор.

Ott H. 1988. Noise reduction techniques in elecronic systems. New York: Wiley. Экранирование и помехозащита.

Sheingold D. H., ed. 1976. Nonlinear circuit handbook. Norwood, MA : Analog Devices. Рекомендуем вам пользоваться этой книгой.

Van Duzer T. 1981. Principles of superconductive devices and circuits. New York: Elsevier. Обзор традиционных суперпроводников и их применения.

Wong Y. J., Ott W. E. 1976. Function circuits: design and applications. New York: McGraw–Hill. Описаны нелинейные схемы и экзотические операционные усилители.

"Data acquisition databook" или "Linear databook". Сборники технических паспортов и замечаний по применению прецизионных схем; публикуются один раз в несколько лет под таким или подобными заголовками многими фирмами, занятыми производством полупроводников, в частности Analog Devices, Burr–Brown, Linear Technology, Maxim, National, Precision Monolithics, Teledyne Semiconductor.

Глава 8

Blakeslee T. R. 1979. Digital design with standard MSI and LSI. New York: Wiley. Обновленный подход к практической разработке логических схем; две главы посвящены «мрачной действительности».

Hill F. J., Peterson G. R. 1981. Introduction to switching theory and logical design. New York: Wiley. Классический учебник по разработке логических схем.

Lancaster D. 1979. TTL cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Собраны примеры реальных схем, изложенный материал легко воспринимается.

Lancaster D. 1988. CMOS cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Хорошая книга для чтения, содержит всевозможные примеры. В ней рассмотрена широко используемая (но редко упоминаемая) технология M^2L (логика Микки Мауса).

Wickles W. E. 1968. Logic design with integrated circuits. New York: Wiley. Книга старая, но все еще хорошая.

"TTL databook", "Logic databook" и "CMOS databook". Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются примерно один раз в два года под этим или подобными заголовками фирмами, которые заняты производством полупроводниковых элементов, в частности ADM/MMI, GE (RCA), Motorola, National, Signetics, TI. См. также сборники "Programmable logic databooks" (или подобные), выпускаемые такими фирмами как Altera, AMD/MMI, Cypress, Gazelle, Lattice, National, VTI, Xicor. Эти сборники содержат очень полезный материал для разработчиков.

Глава 9

Best R. E. 1984. Phase–locked loops. New York: McGraw–Hill. Книга посвящена продвинутым методам ФАПЧ.

Davies A. C. 1969. Digital generation of low–frequency sine waves. IEEE Trans. Inst. Meas. 18:97. В книге рассмотрены вопросы цифровой генерации синусоидальных колебаний.

Gardner F. M. 1979. Phaselock techniques. New York: Wiley. Классическая книга по ФАПЧ – особое внимание уделено фундаментальным вопросам.

Hnatek E. R. 1988. A user's handbook of D/A and A/D converters. New York: Wiley. Описываются различные примеры применения.

Jung W. G. 1978. IC converter handbook. Indianapolis: Howard W. Sams &Co. В книге рассмотрено использование современных преобразователей на интегральных схемах.

Sheingold D. H., ed. 1976. Nonlinear circuits handbook. Norwood, MA: Analog Devices.

Szeingold D. H., ed. 1980. Transducer interfacing handbook. Norwood, MA: Analog Devices.

Sheingold D. H., ed. 1986. Analog–digital conversion handbook. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall. Книга посвящена основам аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований, построена на основе материалов фирмы Analog Devices.

Yariv 1976. Introduction to optical electronics. New York: Rinehart & Winston. Книга посвящена физическим основам оптоэлектроники, лазерной техники и проблемам обнаружения сигналов.

"Conversion products databooks", "Data acquisition databook". Сборники технических паспортов и замечаний по применению, периодически публикуются под этим или подобными заголовками фирмами, занятыми производством полупроводниковых элементов, в частности Analog Devices, Analogic, Brooktree, Burr–Brown, Crystal, Datel, Hybrid Systems, Teledyne Semiconductor, Telmos. Паспортные данные необходимы при разработке электронных схем.

"Interface databook". Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются один раз в несколько лет под этим или подобными заголовками фирмами, занятыми производством полупроводниковых элементов, в частности Motorola, National, Sprague, TI.

Глава 10

Eggebrecht L. C. 1986. Interfacing to the IBM personal computer. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Книга написана руководителем группы по архитектуре системы и разработке.

Osborne A. 1987. An introduction to microcomputers. Vol. 1: Basic concepts. Berkeley, CA: Osborne/McGraw–Hill.

Sargenet M., III, Shoemaker R. L. 1986. The IBM PC from the inside out. Reading, MA: Addison–Wesley. Книга представляет собой подробное руководство по программированию и техническим средствам.

Sloan M. E. 1980. Introduction to minicomputers and microcomputers. Reading, MA: Addison–Wesley. Основное внимание в книге уделено программным средствам.

Sloan M. E. 1983. Computer hardware and organization. Chicago: Science Research Assoc.

Tanenbaum A. S. 1984. Structured computer organization. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall. В книге рассматривается структурная организация компьютера.

См. книгу Bingham J. A. C., в библиографии к гл. 5, а также руководства и технические паспорта на процессор 8086/8088 ("MCS–86 user's manual", "iAPX 86, 88 user's manual", "The family 8086 family user's manual" фирмы Intel и др.).

Глава 11

Cramer W., Kane G. 1986. 6800 microprocessor handbook. New York: McGraw–Hill. Книга содержит вводные сведения о микропроцессоре 68000.

Eccles W. J. 1985. Microcomputer systems – a 16-bit approach. Reading, MA: Addison–Wesley. Информация о технических и программных средствах на примере 68000.

Hancock L., Kreiger M. 1982. The C primer. New York: McGraw-Hill. Вводный курс для начинающих.

Hansen A. 1986. Proficient C. Bellevue, WA: Microsoft Press. Книга посвящена использованию языка Microsoft C на персональном копьютере типа IBM PC.

Harbison S.P., Steele G.L., Jr., 1987. C: a reference manual. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Материал хорошо воспринимается и изложен четко.

Motorola, Inc. 1986. M68000 programmer's reference manual. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Обязательная книга для тех, кто будет писать программы для 68000.

Peatman J.B. 1977. Microcomputer-based design. New York: McGraw-Hill. Книга представляет собой обзор использования микропроцессоров.

Peatman J.B. 1987. Design with microcontrollers. New York: McGraw-Hill.

А также руководства и технические паспорта для процессора 68000/68008 (Motorola M68000 family reference book, P/N FR 68K/D).

Глава 12

Coombs C.F., Jr., ed. 1988. Printed circuits handbook. New York McGraw-Hill. Рассмотрены вопросы разработки, изготовления и использования печатных плат.

"Technical manual and catalog". Westlake Village, CA: Bishop Graphics, Inc. Часто обновляемый каталог, содержащий информацию по печатному монтажу.

Глава 13

Carson R.S. 1982. High-frequency amplifiers. New York: Wiley. В книге рассмотрены транзисторные усилители для радиочастотных сигналов.

DeMaw D. 1982. Practical RF design manual. Englewood Cliffs, NJ: Prencice-Hall. В книге подробно рассматриваются вопросы разработки радиочастотных схем.

Edwards T.C. 1981. Foundations for microstrip circuit design. New York: Wiley.

Gonzalez GH. 1984. Microwave transistor amplifier analysis and design. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. В книге рассматривается подход к разработке генераторов и усилителей на основе s-параметров для малого сигнала.

Hayward W.H. 1982. Introduction to radiofrequency design. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Книга посвящена технике разработки; хороша для принимающих систем.

Matick R.E. 1969. Transmission lines for digital and communication networks. New York: McGraw-Hill.

Milligan T. 1985. Modern antenna design. New York: McGraw-Hill. Книга содержит необходимую информацию о каждой антенне.

Rohde U.L. 1983. Digital PLL frequency synthesizers. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Книга посвящена теории, а также содержит множество подробных примеров схем.

Rohde U.L. Bucher T.N. 1988. Communications receivers. New York: McGraw-Hill. Прекрасный учебник по приемникам, смесителям, модуляции и обнаружению сигналов.

Skolnik M.I., ed. 1979. Radar handbook. New York: McGraw-Hill. Эта книга содержит основные положения и выводы о радарах.

Unitrode Corp. 1984. Pin diode designers' handbook and catalog. Lexington, Ma: Untrode Corporation. Книга содержит теорию, технические паспорта и примеры применения.

Viterbi A.J. 1966. Principles of coherent communication. New York: McGraw-Hill. В этой книге изложена классическая теория модуляции; больше не публикуется.

Weinreb S. 1980. Low-noise cooled GASFET amplifiers. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. MTT-28, 10:1041-1054. Автор этой книги, всемирно известный специалист, излагает теорию и практику микроволновых усилителей с низким уровнем шума.

"The radio amateur's handbook". Newington, CT: American Radio Relay League. Ежегодно публикуемая книга для радиолюбителей.

"RF transistor data book". Сборник технических паспортов и замечаний по применению; публикуется время от времени под этим или подобными заголовками фирмами, производящими радиочастотные транзисторы, в частности Avantek, GE (RCA), Mini-circuits, Mitsubishi, Motorola, Siliconix, TRW.

Глава 14

Meindl J.D. 1969. Micropower circuits. New York: Wiley. Книга уже устарела, но для проектирования на дискретных компонентах очень полезна.

См. также отдельные замечания по применению таких фирм как Liner Technology, Maxim, National. Многочисленные технические паспорта и замечания по применению публикуют фирмы Duracell, Electrochem, Eveready (Union Carbide), Gates, Kodak, Power Conversion, Power Sonic, Saft, Tadiran, Yuasa. Для получения информации по солнечным батареям следует установить контакт с такими фирмами, как Arco, Solar, Solarex, Solavolt.

Глава 15

Ferbal T., ed. 1987. Experimental techniques in high energy physics. Reading, MA: Addison-Wesley.

Meade M.L. 1983. Lock-in amplifiers: principles and applications. London: P. Peregrinus Ltd. Книга о том, как работают усилители с защелкой и как их разрабатывать.

Radeka V. 1988. Low-noise techniques in detectors. Ann. Rev. Nucl. and Part. Physics, 38:217-277. Книга посвящена разработке усилителей, обработке сигналов и основным ограничениям при измерении зарядов.

Wobschall D. 1987. Circuit design for electronic instrumentation. New York: McGraw-Hill. В книге рассматриваются датчики и связанные с ними проблемы электроники.

"Temperature measurement handbook". Stamford, CT: Omega Engineering Corp. (переиздается ежегодно). Рассматриваются термопары, термисторы, разистивные термисторы.

Рекомендации по применению фирмы Hewlett-Packard: AP52-2 ("Temekeeping and frequency calibration"), AP150 ("Spectrum analyzer basics"), AP200 ("Fundamentals of quartz oscillators"). Предоставляются бесплатно фирмой Hewlett-Packard Corp., Palo Alto, CA.

См. также ежегодные каталоги фирм Hewlett-Packard Corp, EG&G Princeton Applied Research, Fluke/Phillips, Tektronix.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

Научное издание

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В 3-х томах

Том 3

Издание 4-е, переработанное и дополненное

Заведующий редакцией Э. Н. Бадиков
Редактор М. Ю. Григоренко
Художественный редактор Н. М. Иванов
Технический редактор М. А. Страшнова

ИБ № 8351

Лицензия Л. Р. № 010174 от 22.01.92

Сдано в набор 07.07.92. Подписано к печати 15.07.93. Формат 70 × 100 $^1/_{16}$. Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура таймс. Объем 11,50 бум. л. Усл. печ. л. 29,90. Усл. кр.-отт. 30,23. Уч.-изд. л. 33,53. Изд. № 6/9173. Тираж 50 000 экз. Зак. 1834. С 107

Издательство «Мир» Министерства печати и информации Российской Федерации. 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2

Можайский полиграфкомбинат
Министерства печати и информации
Российской Федерации
143200, г. Можайск, ул. Мира, 93

П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

3

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

3

П. Хоровиц, У. Хилл